ETZ ELEKTROTECHNISCHE ZEITSCHRIFT
Ausgabe A
Zentralblatt für Elektrotechnik
ORGAN DES VERBANDES DEUTSCHER ELEKTROTECHNIKER (VDE)
82. Jahrgang 11. September 1961 Heft 19

Über die untersynchrone Stromrichterkaskade

Von **Manfred Meyer** Erlangen*)

DK 621.313.333.1.077.65

Kaskadenschaltung

Mit Hilfe der Kaskadenschaltungen ist es möglich, den Asynchronmotor verlustarm und stetig in seiner Drehzahl zu steuern [1]. Vernachlässigt man zunächst die Verluste der Maschine, so ist die von der am Netz liegenden Ständerwicklung aufgenommene Leistung gleich der Summe aus mechanisch und elektrisch abgegebener Leistung. Die abgegebene elektrische Leistung, die über die Kaskadenschaltung zurückgespeist wird, ist gleich der mit dem Schlupf multiplizierten aufgenommenen Leistung. Daraus geht hervor, daß die Leistung, für welche die Kaskade ausgelegt werden muß, dem im Betrieb auftretenden größten Schlupf proportional ist. Je kleiner also der verlangte Drehzahlsteuerbereich ist, desto weniger Leistung muß installiert werden, um die anfallende Schlupfleistung zurückspeisen zu können.

Hier soll im folgenden ein Sonderfall der Gleichstromkaskade behandelt werden, und zwar eine Schaltung, in welcher die Schlupfleistung zunächst mit einem Gleichrichter in Drehstrombrückenschaltung gleichgerichtet wird. Betrachtet man nur die Vorgänge in der Asynchronmaschine, so ist es gleichgültig, ob die gleichgerichtete Schlupfleistung über einen Maschinenumformer oder einen Umrichter zurückgespeist wird; die Aussagen gelten allgemein. Im weiteren Verlauf der Arbeit wird dann besonders auf die untersynchrone Stromrichterkaskade eingegangen.

Rückblick auf die bisherige Entwicklung

Der Gedanke, eine Kaskadenschaltung zu entwickeln, die eine verlustarme und stetige Drehzahlsteuerung der Asynchronmaschine ermöglicht, ist nicht neu. An Stelle des Gleichrichters in Drehstrombrückenschaltung wurde früher für derartige Schaltungen der Einankerumformer verwendet. Die bekanntesten Ausführungsbeispiele sind die Krämer-Kaskade, bei welcher der Gleichstrommotor für die Rückarbeit mit dem Asynchronmotor auf der gleichen Welle sitzt, und die Scherbius-Kaskade, welche die Schlupfleistung über einen Maschinenumformersatz in das Netz zurückspeist.

Schon in der Frühzeit der Stromrichtertechnik [2] wurde daran gedacht, die Umformung der Schlupfenergie durch Stromrichter vorzunehmen. Bisher konnten sich aber weder die Maschinenkaskade noch die Stromrichterkaskade durchsetzen, weil es an einem geeigneten Gleichrichter zum Umformen der Schleifringleistung in Gleichstromleistung fehlte. Hierfür steht heute der Silizium-Gleichrichter zur Verfügung. Da anderseits im Rahmen der Rationalisierung und Automatisierung verlustarm und schnell regelbare Maschinen verlangt werden, scheint es an der Zeit, für Antriebe mit kleinem Drehzahlstellbereich erneut die untersynchrone Stromrichterkaskade in Erwägung zu ziehen.

Aufbau der Schaltung

Zunächst sei kurz der Aufbau der Schaltung erläutert (Bild 1), um einen Überblick zu gewinnen. Die Asynchronmaschine ist über einen Leistungsschalter an das Drehstromnetz angeschlossen. Ihre mechanische Leistung P_{mech} wird über die Welle an den Verbraucher abgegeben. Ihre Schlupfleistung $P_{2\,el}$ fließt von den Schleifringen über einen Silizium-Gleichrichter in Drehstrombrückenschaltung in den Gleichstromzwischenkreis. Während die Maschine anläuft, liegen Anlaßwiderstände zwischen den Schleifringen und dem Silizium-Gleichrichter, die im Normalbetrieb kurzgeschlossen sind. An den Gleichstromzwischenkreis ist ein Quecksilber-Stromrichter in Saugdrosselschaltung angeschlossen, der als Wechselrichter arbeitet und die Schlupfleistung ins Netz zurückspeist. Im Gleichstromzwischenkreis befindet sich eine Glättungsdrossel L_g, an der ein Teil der vom Quecksilber-

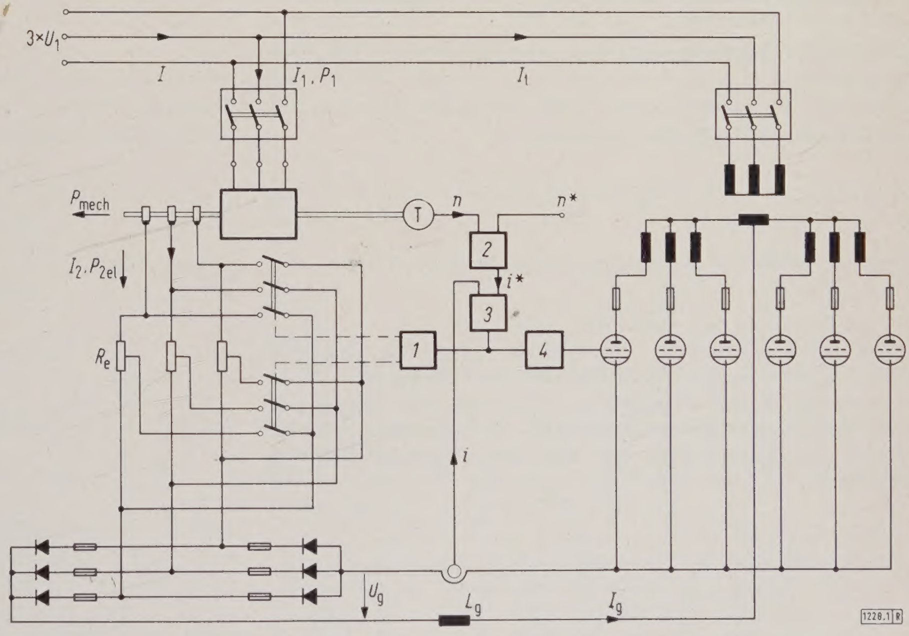


Bild 1. Grundschaltung der untersynchronen Stromrichterkaskade.
1 Schützensteuerung 2 Drehzahlregler 3 Stromregler 4 Steuersatz

*) Dr.-Ing. M. Meyer ist Mitarbeiter der Siemens-Schuckertwerke AG in Erlangen.

Stromrichter erzeugten Oberwellenspannung abfällt. Die Drehzahlregelung ist nach dem Transidynprinzip [3] aufgebaut. Der Anlaufvorgang wird in Abhängigkeit von der Ausgangsspannung des Stromreglers gesteuert.

Nach diesem Überblick sei auf die Theorie der Kaskadenschaltung eingegangen und dabei soll sowohl die Beanspruchung der einzelnen Schaltelemente als auch die Arbeitsweise der Gesamtschaltung untersucht werden.

Über die Theorie der untersynchronen Stromrichterkaskade

Asynchronmotor in Kaskadenschaltung

Der in der Kaskadenschaltung arbeitende Asynchronmotor ist Betriebsbedingungen unterworfen, die vom üblichen abweichen. Das Betriebsverhalten der Maschine werde an Hand des bekannten vereinfachten Ersatzschaltbildes (Bild 2) untersucht, in dem der Magnetisierungsstrom I_μ sowie der die Eisen- und Reibungsverluste repräsentierende Verluststrom I_V direkt an den Eingangsklemmen abgenommen werden. Da sich die Kaskadenschaltung mit dem üblichen einphasigen Ersatzschaltbild nicht darstellen läßt, sei deshalb auf ein dreiphasiges übergegangen (Bild 3).

Werden die Klemmen A, B und C kurzgeschlossen, so liegt die normale Schaltung der Asynchronmaschine vor. Die Ortskurve des Ständerstromes I_1 ergibt sich aus der Addition von Magnetisierungsstrom I_μ, Verluststrom I_V und dem auf die Netzseite bezogenen Läuferstrom I_2'. Während

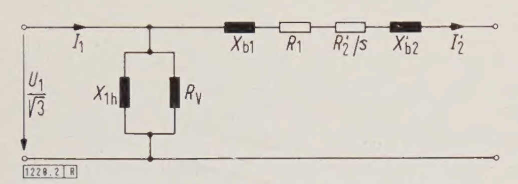


Bild 2. Vereinfachtes Ersatzschaltbild des Asynchronmotors.

unter den Voraussetzungen des Ersatzschaltbildes Magnetisierungsstrom I_μ und Verluststrom I_V konstant sind, ist die Ortskurve des Läuferstromes I_2' ein Kreis. Der Durchmesser des Kreises ist durch die Beziehung

$$I_{2\,D}' = \frac{U_1}{\sqrt{3}\,X_\sigma} \tag{1}$$

gegeben, wobei die Summe der Streublindwiderstände

$$X_\sigma = X_{\sigma 1} + X_{\sigma 2}' \tag{1a}$$

ist. Der Mittelpunkt M des Kreises liegt vom Leerlaufpunkt P_0 aus um $1/2 \cdot I_{2\,D}'$ in Richtung der imaginären Achse verschoben (Bild 4, Kurve *1*). Damit ist die angenäherte Ortskurve der Asynchronmaschine im Normalbetrieb bekannt und es sei nun auf die Kaskadenschaltung eingegangen.

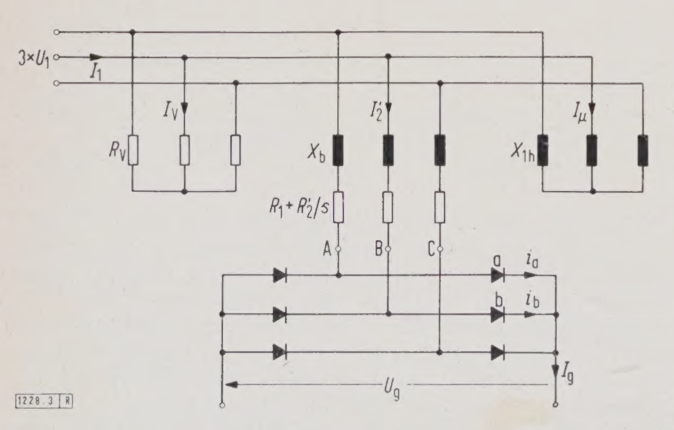


Bild 3. Dreiphasiges Ersatzschaltbild eines Asynchronmotors mit angeschlossenem Gleichrichter.

An den Gleichstromklemmen der Brückenschaltung (Bild 3) liegt eine Gegenspannung mit dem Mittelwert U_g, die solcher Art sein soll, daß der Gleichstrom I_g oberschwingungsfrei ist. Die bei Stillstand der Maschine an den Klemmen des offenen Gleichstromausganges der Brücke

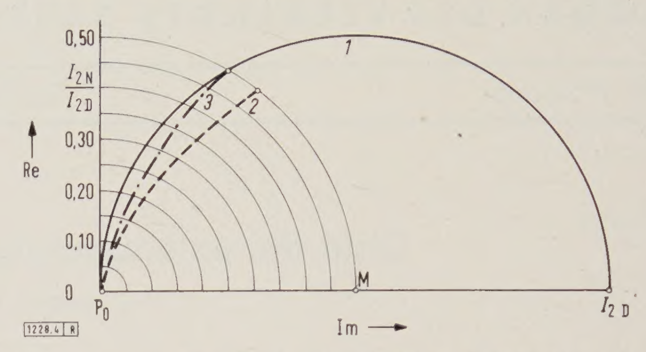


Bild 4. Grenzortskurven (Kurve *1*, *2* und *3*) des Schleifringstromes I_2 für verschieden großen Schlupf.

liegende Gleichspannung sei mit U_{g1} bezeichnet. Legt man nun an die Klemmen der Brücke die Spannung U_g, so stellt sich bei leerlaufender Maschine der Schlupf

$$s = \frac{U_g}{U_{g1}} \tag{2}$$

ein. Hieraus folgt, daß sich mit der Gegenspannung U_g der Schlupf s und die Drehzahl

$$n = (1 - s)\, n_s \tag{3}$$

verändern lassen; n_s ist die synchrone Drehzahl des Motors. Bei belasteter Maschine wird die Drehzahl

$$n = \left(1 - \frac{U_g + \Delta U_g}{U_{g1}}\right) n_s\,, \tag{4}$$

wobei ΔU_g die ohmschen Verluste und den induktiven Spannungsabfall in dem aus Maschine und Brückenschaltung bestehenden Gleichrichter bedeutet.

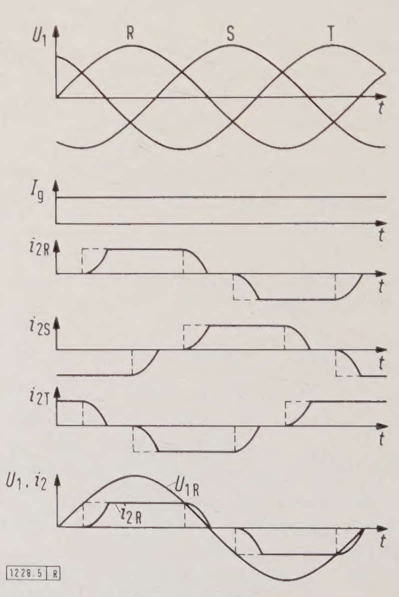


Bild 5. Zeitlicher Verlauf der Schleifring-Sternspannungen u_1 und Schleifringströme i_2 in den Phasen R, S und T.

Nunmehr sei auf die Ortskurve des Schleifringstromes I_2' bei in Kaskadenschaltung arbeitender Maschine eingegangen. Im Gleichstromzwischenkreis wird für die folgenden Betrachtungen ein oberschwingungsfreier Gleichstrom vorausgesetzt (Bild 5), der sich aus einzelnen über die Phasenzuleitungen fließenden „Strombalken" zusammensetzt.

Würden sich im Kommutierungskreis keine Blindwiderstände befinden, so hätten die Schleifringströme i_2 den gestrichelt gezeichneten zeitlichen Verlauf. Bedingt durch die Streublindwiderstände X_σ der Maschine (die Induktivitäten des Netzes seien in X_σ mit berücksichtigt), benötigt der Kommutierungsvorgang eine bestimmte Zeit. Durch die Kommutierung wird der Schwerpunkt der „Strombalken" in Richtung der Zeitachse verschoben, es tritt ein zeitlicher Versatz zwischen der Phasenlage der Sternspannung und der Grundschwingung des Schleifringstromes I_2 auf.

Bei normalen Gleichrichterschaltungen ist der ohmsche Widerstand im Kommutierungskreis klein gegen den Blindwiderstand, und er kann bei der Berechnung des Kommutierungsvorganges vernachlässigt werden. Anders verhält es sich hier. Der ohmsche Widerstand einer Phase des Kommutierungskreises ist

$$R = R_1 + R_2'/s\,. \tag{5}$$

Dieser Widerstand wird bei kleinem Schlupf sehr groß, er muß also bei der Untersuchung des Kommutierungsvorganges berücksichtigt werden.

Die treibende Spannung im Kommutierungskreis hat die Größe

$$u_k = U_1 \sqrt{2} \sin \omega t\,. \tag{6}$$

Kommutiert der Gleichstrom vom Ventil a auf das Ventil b (Bild 3), so läßt sich dieser Vorgang mit den Kommutierungsströmen i_a und i_b der Ventile a bzw. b durch die Beziehung

$$u_k = X_\sigma \left(\frac{d i_b}{d \omega t} - \frac{d i_a}{d \omega t} \right) + R (i_b - i_a) \tag{7}$$

beschreiben. Weiterhin gelten die Beziehungen

$$I_g = i_a + i_b \tag{7a}$$

und

$$\frac{d i_a}{d \omega t} = - \frac{d i_b}{d \omega t}\,, \tag{7b}$$

da I_g konstant sein soll.

Die Differentialgleichung läßt sich umformen in

$$\frac{d i_b}{d \omega t} + \frac{R}{X_\sigma} i_b = \frac{R}{2 X_\sigma} I_g' + \frac{U_1}{\sqrt{2}\, X_\sigma} \sin \omega t\,. \tag{8}$$

Nach kurzer Zwischenrechnung ergibt sich mit der Anfangsbedingung $i_b = 0$ für $\omega t = 0$ die Lösung

$$i_b = \frac{U_1}{\sqrt{2}} \left[\frac{1}{2 i_D X_\sigma} + \frac{\sin(\omega t - \Psi)}{\sqrt{R^2 + X_\sigma^2}} - \left(\frac{1}{2 i_D X_\sigma} - \frac{X_\sigma}{R^2 + X_\sigma^2} \right) \cdot e^{-R/X_\sigma \cdot \omega t} \right]. \tag{9}$$

Hierbei ist

$$\Psi = \arctan \frac{X_\sigma}{R}\,. \tag{9a}$$

Weiterhin ist vereinfachend

$$I_g' = \sqrt{\frac{3}{2}}\, I_2' \tag{9b}$$

gesetzt worden, was exakt nur für rechteckige Strombalken entsprechend einer Zeitdauer von 120° gilt; ferner ist

$$i_D = \frac{I_{2D}'}{I_{2N}'} \tag{9c}$$

der auf den Nennstrom I_{2N}' bezogene „Durchmesserstrom".

Die numerische Auswertung der Lösung für verschiedene Parameterwerte Ψ sowie i_D zeigt Bild 6. Hieraus geht hervor, daß mit steigendem Widerstand, also mit abnehmendem Schlupf, der Kommutierungswinkel zunächst

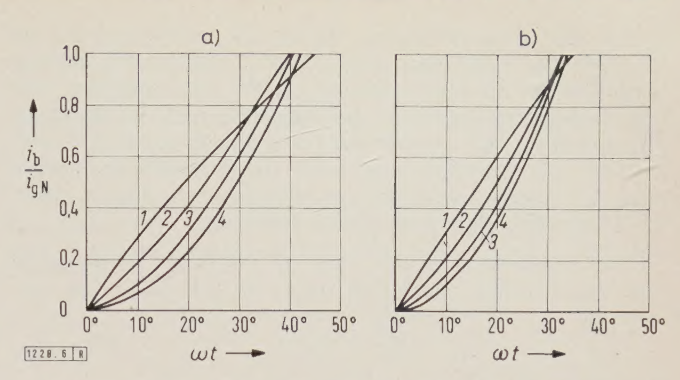


Bild 6. Zeitlicher Verlauf des auf den Nennstrom I_{gN} bezogenen Kommutierungsstromes i_b für verschiedene Ψ-Werte.
a) $i_D = 4$ b) $i_D = 6$

Kurve	1	2	3	4
Ψ	15°	30°	60°	90°

etwas kleiner wird und der zeitliche Verlauf des Kommutierungsstromes weniger stark gekrümmt ist. Für einen bestimmten Ψ-Wert ist der Anstieg des Kommutierungsstromes fast linear. Wird der Widerstand weiter vergrößert, so ändert die Krümmung des Stromanstieges ihr Vorzeichen und der Kommutierungswinkel wird wieder größer. Um darzustellen, wie der Parameter Ψ vom Schlupf abhängt, ist in Bild 7 für eine 900-kW-Maschine [4] die Funktion $\Psi = f(s)$ angegeben.

Da es sehr mühsam wäre, für jeden Ψ-Wert den Verschiebungswinkel φ zwischen Spannung und Grundschwingung des Schleifringstromes zu bestimmen, sollen im folgenden nur die Grenzfälle für großen und kleinen Schlupf betrachtet werden. Bei großem Schlupf kann der ohmsche Widerstand gegen den Streublindwiderstand vernachlässigt werden. Für $\Psi = 90°$ läßt sich die Grundschwingungs-Blindleistung, bezogen auf die Grundschwingungs-Scheinleistung, angeben zu [5]

$$\sin \varphi = \frac{2 u_0 - \sin 2 u_0}{4 \cdot (1 - \cos u_0)}\,. \tag{10}$$

Die Größe des Überlappungswinkels u_0 beträgt bei Nennstrom

$$u_0 = \arccos \left(1 - \frac{1}{i_D} \right). \tag{10a}$$

Mit Gl. (10) und (10a) läßt sich die in Bild 4 eingetragene Ortskurve 2 berechnen, die somit die Grenzortskurve für großen Schlupf darstellt. Bei kleinem Schlupf ändert sich der Anstieg des Kommutierungsstromes, es ist also mit einer anderen Ortskurve zu rechnen. Zunächst soll jedoch festgestellt werden, bis zu welchem kleinsten Schlupf die Maschine bei Belastung mit Nennstrom und der Gegenspannung $U_g = 0$ hochlaufen kann.

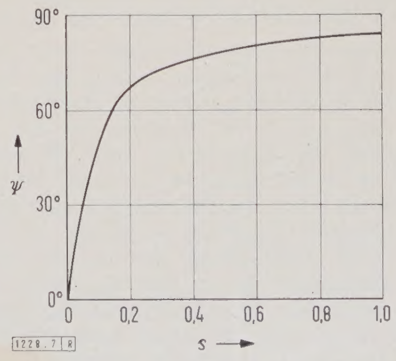


Bild 7. Winkel Ψ in Abhängigkeit vom Schlupf s bei einem 900-kW-Motor.

Bei der Ersatzschaltung (Bild 8a) müssen dazu die Widerstände R so eingestellt werden, daß in den Schleifringleitungen der Nennstrom I_{2N} fließt. Um einfacher rechnen zu können, muß man die Schaltung nach Bild 8a in die nach Bild 8b überführen. Da sich, wie aus Bild 6 ersichtlich, der Überlappungswinkel im interessierenden Bereich in Abhängigkeit von R kaum ändert, liefert diese einfachere Betrachtung eine gute Näherung.

Die in den Schaltungen a und b in Bild 8 vernichteten Leistungen sollen gleichgroß sein; es gilt dann die Beziehung

$$3\,I_{2N}^2\,R = U_g'\,I_g\,. \tag{11}$$

Anderseits ist

$$U_g' = \left(1 - \frac{1}{2\,i_D}\right)\cdot U_{g0} = \left(1 - \frac{1}{2\,i_D}\right)\cdot 1{,}35\,U_1\,. \tag{12}$$

An dieser Stelle sei vorweggenommen, daß bei der Gegenspannung Null der Anstieg des Kommutierungsstromes angenähert linear ist; es gilt die Beziehung

$$\frac{I_{2\,\mathrm{eff}}}{I_g} = \sqrt{\frac{2}{3} - \frac{u}{3\pi}}\,. \tag{13}$$

Unter diesen Voraussetzungen wird

$$\left(\frac{X_\sigma}{R}\right)_{\min} = \frac{\sqrt{3}}{1{,}35}\sqrt{\frac{2}{3} - \frac{u_0}{3\pi}}\cdot\frac{1}{i_D - 1/2}\,. \tag{14}$$

Für $i_D = 4$ bis 6 ist dann $(X_\sigma/R)_{\min} = (0{,}98$ bis $1)\cdot 1/(i_D - 1/2)$; näherungsweise läßt sich für normale Asynchronmaschinen, bei denen $i_D = 4$ bis 6 ist,

$$\left(\frac{X_\sigma}{R}\right)_{\min} \approx \frac{1}{i_D - 1/2} \tag{14a}$$

schreiben.

Bei einer Maschine mit den Daten $R_2' = 1{,}5\,R_1$, ferner $X_\sigma = 20\,R_1$ und $i_D = 5$, ergibt sich der kleinste Schlupf bei Nennstrom zu $s_{\min} = 0{,}017$. Nach Gl. (14a) erhält man bei Gegenspannung Null und $i_D = 4$ bis 6 den Winkeln Ψ zu 16,0 bis 10,3°.

In Bild 9 sind für $i_D = 4$ die Anstiege des Kommutierungsstromes für $\Psi = 90°$ und $\Psi = 15°$ angegeben. Weiterhin ist ein linearer Anstieg mit dem Überlappungswinkel u_0 eingetragen, der sich der Kurve $\Psi = 15°$ gut annähert. Es soll deshalb zur Bestimmung der Grenzortskurve für kleinen Schlupf vereinfachend ein linearer Anstieg des Kommutierungsstromes vorausgesetzt und mit dem in Gl. (10a) definierten Überlappungswinkel u_0 gerechnet werden. Unter den getroffenen Voraussetzungen hat der Schleifringstrom Trapezform und seine Grundschwingung ist um den Winkel

$$\varphi = \frac{u_0}{2} \tag{15}$$

gegenüber der Spannung verschoben. Mit diesen Angaben kann die Kurve 3 in Bild 4 ermittelt werden, welche die Grenzortskurve für Gegenspannung Null ist.

Die bisherigen Betrachtungen über den kleinsten bei Nennstrom erreichbaren Schlupf gelten für einen Gleichrichter mit idealen Ventilen, die in der Durchlaßrichtung den Widerstand Null und in der Sperrichtung den Widerstand unendlich haben. In Wirklichkeit gibt es keine idealen Ventile, man ist dafür jedoch in der Lage, mit dem Quecksilber-Stromrichter den Spannungsabfall an den Ventilen der Drehstrombrückenschaltung zu decken (Bild 1). Man kann sogar noch weitergehen und in die Brücke einen Gleichstrom einspeisen, der so groß ist, daß er nicht mehr voll von der Maschine aufgenommen werden kann, daß also ein Teilstrom direkt über die Brücke fließt. Wird der Gleichstrom so groß gemacht, daß sich der Schleifringstrom sinusförmig ausbilden kann, so arbeitet die Maschine auf ihrer

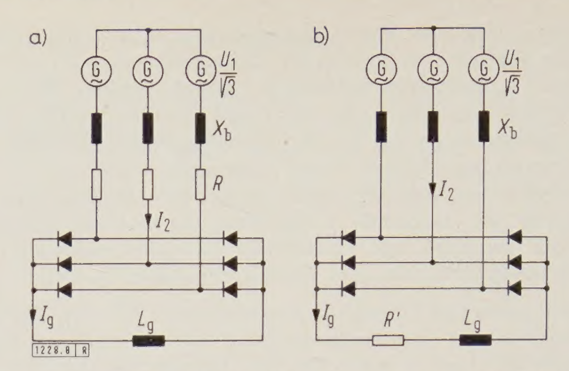


Bild 8. Umformung des Ersatzschaltbildes a) in das Ersatzschaltbild b) zur näherungsweisen Bestimmung des minimalen Schlupfes.

natürlichen Ortskurve (Bild 4, Kurve 1). Der Gleichstrom muß in diesem Fall

$$I_g = I_{2N}\sqrt{2} \tag{16}$$

sein. Unter dieser Voraussetzung wird das für den kleinsten erreichbaren Schlupf maßgebende Verhältnis

$$\left(\frac{X_\sigma}{R}\right)_N = \frac{1}{\sqrt{i_D^2 - 1}}\,. \tag{17}$$

Errechnet man wieder den Nennschlupf für die oben angegebenen Maschinen-Kenngrößen, so ergibt sich $s_{\min}' = 0{,}0155$.

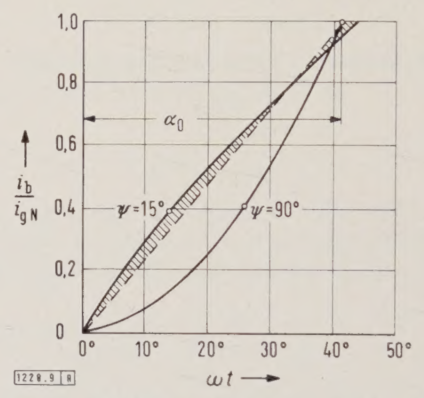


Bild 9. Zeitlicher Verlauf des auf Nennwert bezogenen Kommutierungsstromes i_b und näherungsweiser Angleich bei kleinem Schlupf ($\Psi = 15°$) durch eine Gerade.

Faßt man das vorstehend Gesagte zusammen, so ergeben sich folgende wesentliche Gesichtspunkte:

1. Der Arbeitspunkt einer in Kaskadenschaltung arbeitenden Asynchronmaschine liegt immer innerhalb des Kreisdiagrammes und ist, gleiches abgegebenes Moment vorausgesetz, vom Schlupf abhängig; bei großem Schlupf ist die Blindkomponente des Stromes größer als bei kleinem Schlupf.
2. Der Nennschlupf einer in Kaskadenschaltung arbeitenden Asynchronmaschine wird größer als im Normalbetrieb, und zwar etwa um den Faktor $\sqrt{i_D^2 - 1}/(i_D - 1/2)$. Der übliche Nennschlupf kann jedoch erreicht werden, wenn in die Drehstrombrückenschaltung vom Quecksilber-Stromrichter her ein größerer Strom eingespeist wird, als die Maschine aufzunehmen vermag.

Es wurde gezeigt, daß der in Kaskadenschaltung arbeitende Asynchronmotor gegenüber einem im Kurzschluß betriebenen bei gleichem abgegebenem Moment einen größeren Strom aufnimmt. Betreibt man anderseits den Motor in Kaskadenschaltung mit Nennstrom, so geht das abgegebene Moment zurück. Soll der Antrieb sein Nennmoment bei

jeder Drehzahl innerhalb des Steuerbereiches dauernd entwickeln können, so muß die Maschine für die Ortskurve 2 in Bild 4, also für erhöhte Blindleistungsaufnahme, ausgelegt werden. Weiterhin ist zu berücksichtigen, daß die Ortskurven in Bild 4 nur die Grundschwingung des Schleifringstromes darstellen. Dieser enthält jedoch neben der Grundschwingung noch Oberschwingungen, die seinen Effektivwert erhöhen.

Unter der Ausnutzbarkeit ζ der Maschine soll das bei Nennstrom im Kaskadenbetrieb abgegebene Moment, bezogen auf das Nennmoment, bei Normalbetrieb verstanden werden. Betrachtet sei zunächst die Grundschwingungs-Ausnutzbarkeit. In der Kurve *1* in Bild 10 sind für ein jeweils konstantes Verhältnis der Grundschwingungsströme $I_{2\,\mathrm{N}}/I_{2\,\mathrm{D}}$ die abgegebenen Momente, entnommen aus den Ortskurven *1* und *2* in Bild 4, aufeinander bezogen worden. Vereinfachend wurden hierbei die Kupferverluste vernachlässigt und der Realteil des Stromes $I_{2\,\mathrm{N}}$ gleich dem Moment gesetzt. Der Realteil des Stromes $I_{2\,\mathrm{N}}$, abgegriffen aus der Ortskurve *2* und bezogen auf den Realteil des gleichgroßen Stromes, der aus der Ortskurve *1* entnommen wurde, wird mit ξ bezeichnet.

Der auf den Effektivwert des Stromes $I_{2\,\mathrm{eff}}$ bezogene Grundschwingungsstrom I_{21} (das Verhältnis wird auch als Formfaktor z bezeichnet) ist in der Kurve *1* in Bild 11 dargestellt. Das Produkt der Faktoren ξ und z gibt die Ausnutzbarkeit ζ der auf der Ortskurve *2* arbeitenden Maschine an.

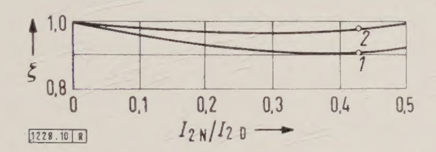


Bild 10. Ausnutzbarkeit ξ, bezogen auf die Grundschwingung des Stromes, abhängig von $I_{2\,\mathrm{N}}/I_{2\,\mathrm{D}}$. Erläuterungen im Text.

Aus der Kurve *1* in Bild 12 geht hervor, daß die in Kaskadenschaltung arbeitende, normal ausgelegte Maschine ($i_{\mathrm{D}} = 4$ bis 6) bei großem Schlupf nur zu 92 bis 91 % ihrer normalen Drehmomentabgabe ausgenutzt werden kann. Die Kurven *2* in Bild 10, 11 und 12 geben die Werte ξ, z und ζ für die auf der Ortskurve *3* in Bild 4 arbeitende Maschine, also die Ausnutzbarkeit bei kleinem Schlupf, wieder. Es zeigt sich, daß der in Kaskadenschaltung auf Gegenspannung $U_{\mathrm{g}} = 0$ mit Nennstrom arbeitende Asynchronmotor zu etwa 97 % ausgenutzt werden kann.

Die wirkliche Ausnutzbarkeit der Asynchronmaschine in der Kaskadenschaltung wird noch etwas kleiner sein, weil die im Strom enthaltenen Oberschwingungen erhöhte Zusatzverluste hervorrufen. Die Größe der Zusatzverluste kann im Rahmen dieser Arbeit nicht abgeschätzt werden, da sie von den Leiterabmessungen der Maschine abhängig ist. Bei an einem 80-kW-Motor durchgeführten Versuchen konnten erhöhte Zusatzverluste nicht nachgewiesen werden.

Stromrichterteil und Regelkreis

Der für die Gleichrichtung der Schlupfleistung eingesetzte Silizium-Gleichrichter muß für die höchste im Gleichstrom-zwischenkreis auftretende Gleichspannung und den höchsten auftretenden Strom ausgelegt werden. Seine ideelle Gleichstromleistung ergibt sich zu

$$P_{\mathrm{g}\,0} = s_{\max} \, P_{\mathrm{L}\max}\,, \tag{18}$$

wobei $s_{\max}$ der maximale Schlupf bei niedrigster Regeldrehzahl und $P_{\mathrm{L}\max}$ die größte auftretende Luftspaltleistung sind.

Da eine Silizium-Zelle keine große Wärmekapazität hat, wird ihr zulässiger Strommittelwert mit abnehmender Frequenz kleiner. Die zulässige Strombelastung einer Drehstrombrückenschaltung, deren Nennstrom bei 50 Hz 600 A beträgt, zeigt in Abhängigkeit von der Frequenz Bild 13. Der Nennschlupf der Asynchronmotoren liegt bei etwa 0,01 bis 0,02, was einer kleinsten Frequenz von 0,5 bis 1 Hz entspricht; in diesem Bereich geht der für die Brückenschaltung zulässige Gleichstrom auf 78 bis 86 % des Nennwertes bei 50 Hz zurück.

Dem Quecksilber-Stromrichter fällt innerhalb der Kaskadenschaltung die Aufgabe zu, die Schlupfleistung, die vom Silizium-Gleichrichter in Gleichstromleistung umgeformt

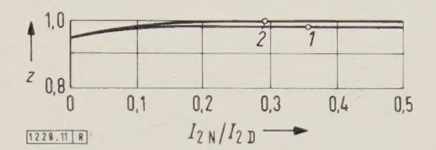


Bild 11. Formfaktor z, abhängig von $I_{2\,\mathrm{N}}/I_{2\,\mathrm{D}}$. Erläuterungen im Text.

wird, als Drehstromleistung in das Netz zurückzuspeisen. Setzt man einen maximal zulässigen Steuerwinkel von $\alpha = 150°$ voraus und vernachlässigt man die Brennspannung der Ventilstrecken, so muß der Quecksilber-Stromrichter für die ideelle Gleichstromleistung

$$P_{\mathrm{g}\,0} = U_{\mathrm{g}\,0}\, I_{\mathrm{g}} \approx 1{,}15\, s_{\max}\, P_{\mathrm{L}} \tag{19}$$

ausgelegt werden.

Die zu regelnde Größe wird je nach dem Anwendungsgebiet der Schaltung der Druck, die Durchflußmenge oder

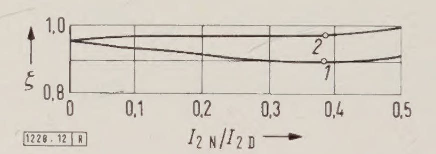


Bild 12. Ausnutzbarkeit $\zeta = f(I_{2\,\mathrm{N}}/I_{2\,\mathrm{D}})$ mit $\zeta = \xi\, z$. Erläuterungen im Text.

die Drehzahl sein. Betrachtet sei hier der häufig vorkommende Fall einer Drehzahlregelung (Bild 1).

Die Regelung ist nach dem Transidynprinzip [3] aufgebaut. Dem Drehzahlregler wird ein Drehzahl-Sollwert n^* vorgegeben; der Drehzahl-Istwert n wird von der Tachodynamo rückgemeldet. Durch die Soll-Istwertdifferenz wird der Drehzahlregler ausgesteuert, er gibt an seinem Ausgang den Sollwert für den Stromregler ab. Durch eine Begrenzung des Drehzahlregler-Ausganges wird der Strom-Sollwert begrenzt. Der Strom-Istwert wird von einer Wandlerschaltung — im allgemeinen werden Anodenstromwandler verwendet — abgenommen.

Anlaufschaltung

Wie eingangs erwähnt, wird die untersynchrone Stromrichterkaskade vor allem für Antriebe mit kleinem Drehzahlregelbereich verwendet. Wie dargelegt wurde, werden der Silizium-Gleichrichter und der Quecksilber-Gleichrichter bezüglich ihrer Spannung nur für den vorgesehenen Regelbereich ausgelegt. Ein Anlauf von Drehzahl Null aus ist

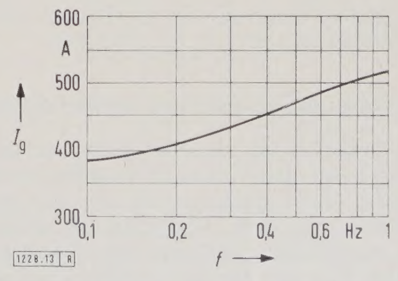


Bild 13. Frequenzabhängiger zulässiger Strommittelwert für eine Drehstrombrückenschaltung, deren Nenngleichstrom bei 50 Hz 600 A beträgt.

also nicht ohne weiteres möglich. Wie aus dem Prinzipschaltbild der Anlage (Bild 1) hervorgeht, würde bei gesperrten Stromrichterventilen und eingelegtem Maschinenschalter im Gleichstromzwischenkreis eine Gleichspannung $U_g = 1{,}35\,U_{20}$ vorhanden sein. Von dieser Spannung kann der Stromrichter aber nur einen bestimmten Teil, nämlich $U_{g\,max} = 1{,}35\,s_{max}\,U_{20}$ aufnehmen. Die beim Anlauf auftretende Spannungsdifferenz muß von der Maschine und den Anlaufwiderständen R_a aufgenommen werden. Diese werden mit Vorteil in den Schleifringkreis geschaltet, um die Anlaufspannung von dem Silizium-Gleichrichter fernzuhalten.

Die Widerstände R_a müssen während des Anlaufes je nach Größe des Drehzahlregelbereiches in einer Stufe oder in mehreren Stufen herausgeschaltet werden. Die Anzahl der erforderlichen Stufen ergibt sich zu der auf

$$n = \frac{1}{s_{max}} - 1 \qquad (20)$$

folgenden ganzen Zahl.

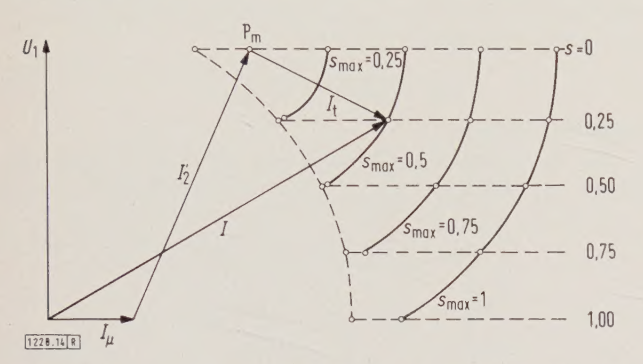


Bild 14. Ortskurve des Gesamtstromes I bei Belastung des Antriebes mit Nennmoment für verschiedene Drehzahlregelbereiche.

Die Anlaufschütze sollen so gesteuert werden, daß der Antrieb mit konstantem Strom hochlaufen kann. Das Anlaufen mit konstantem Strom ist jedoch nur möglich, wenn der Stromregler jederzeit in der Lage ist, über die Ausgangsspannung des Quecksilber-Stromrichters den Strom konstant zu halten. Das stufenweise Herausschalten des Anlaufwiderstandes ist also über den Hochlaufvorgang zu steuern. Das eindeutigste Kriterium für den Zeitpunkt, in welchem geschaltet werden muß, bietet die Ausgangsspannung des Stromreglers. Zu Beginn des Hochlaufes arbeitet der vom Stromregler gesteuerte Stromrichter mit hoher Wechselrichteraussteuerung. Beim Hochlaufen der Maschine wird die im Läufer induzierte Spannung kleiner; um den Anlaufstrom aufrechtzuerhalten, muß auch der Wechselrichter mit kleinerer Gegenspannung ausgesteuert werden. Beim Übergang vom Wechselrichter- in den Gleichrichterbetrieb muß eine Widerstandsstufe kurzgeschlossen werden, damit der Stromrichter wieder als Wechselrichter mit hoher Aussteuerung arbeiten kann. An den Ausgang des Stromreglers ist also, parallel zum Transistorsteuersatz, eine Kippstufe anzuschließen, die bei einer Spannung anspricht, die einem Steuerwinkel $\alpha = 90°$ entspricht. Diese Kippstufe hat die Aufgabe, über entsprechende Verstärkerelemente jeweils eine Widerstandsstufe kurzzuschließen.

Ortskurve der untersynchronen Stromrichterkaskade

Die Ortskurven des von der Maschine aus dem Netz entnommen Stromes für die Kaskadenschaltung wurden bereits erwähnt. Dabei wurde gezeigt, daß der Arbeitspunkt der Maschine nicht nur vom abgegebenen Moment, sondern auch vom Schlupf abhängig ist. Nunmehr soll die Ortskurve des von der Gesamtschaltung aufgenommenen Stromes untersucht werden; zum Maschinenstrom ist also der Strom des Stromrichtertransformators zu addieren.

Der Maschinenstrom setzt sich nach dem vereinfachten Ersatzschaltbild (Bild 3) aus dem Magnetisierungsstrom I_μ, dem Verluststrom I_V und dem auf die Netzseite bezogenen Schleifringstrom I_2 zusammen. Dieser ist dem Gleichstrom I_g und dieser wiederum dem ventilseitigen Strom des Stromrichtertransformators proportional. Daraus folgt, daß der Netzstrom des Stromrichtertransformators I_t dem Schleifringstrom I_2' proportional ist. Das Übersetzungsverhältnis zwischen beiden läßt sich am besten über die Leistung bestimmen. Bekanntlich ist die ideelle Gleichstromleistung des Stromrichters

$$P_{g0} \approx 1{,}15\,s_{max}\,P_L\,. \qquad (19)$$

Diese ist gleichzeitig auch die Grundschwingungs-Scheinleistung des Stromrichters, es ist also

$$P_{g0} = I_{t1}\,U_1\,\sqrt{3}\,. \qquad (21)$$

Damit ist der Maßstab für I_t gegeben.

Betrachtet sei zunächst die mit Nennmoment arbeitende Maschine. Der Einfachheit halber soll angenommen werden, daß ihr Arbeitspunkt fest, also unabhängig vom Schlupf ist. Das Kurzschluß-Stromverhältnis betrage $i_D = 5$. Aus Bild 4 kann man die Phasenlage des Stromes I_2' für großen Schlupf entnehmen. Der Magnetisierungsstrom des Motors soll $I_\mu = 0{,}3\,I_2'$ betragen. Die Verluste werden bei dieser Betrachtung vernachlässigt.

Im Bild 14 sind, ausgehend vom Arbeitspunkt P_m der Maschine, die Ortskurven des Gesamtstromes I für verschiedene Werte des maximal zulässigen Schlupfes s_{max} aufgetragen. Diese sind Abschnitte aus Kreisen um den Punkt P_m mit dem Radius I_t. Aus der Darstellung geht hervor, daß die Blindleistungsaufnahme der Gesamtschaltung mit der Vergrößerung des Regelbereiches steigt.

Vergleichsweise ist in Bild 14 die Ortskurve einer, das gleiche Drehmoment abgebenden, stromrichtergespeisten Gleichstrommaschine gestrichelt eingetragen ($I_{g\,max} = 2\,I_{gN}$). Man sieht aus dieser Gegenüberstellung, daß die untersynchrone Stromrichterkaskade immer den schlechteren Leistungsfaktor hat. Ihre Verwendung scheint deshalb nur so lange sinnvoll, wie mit einer kleineren installierten Stromrichterleistung auszukommen ist, also etwa bis zu einem maximalen Schlupf $s_{max} = 0{,}5$, was etwa einem Drehzahlregelbereich von 1 : 2 entspricht.

Nunmehr soll die gleiche Maschine auf einen Verbraucher mit dem Lüftermoment $M = (1-s)^2\,M_N$ arbeiten; der maximal zulässige Schlupf soll $s_{max} = 0{,}3$ betragen. Die Ortskurve des Schleifringstromes I_2' verläuft zwischen den Grenzkurven *1* und *2* in Bild 4, sie ist in Bild 15 gestrichelt angegeben. Die Ortskurve des Netzstromes I ist ausgezogen dargestellt.

Verluste der untersynchronen Stromrichterkaskade

Zum Abschluß der theoretischen Erörterungen sollen die Verluste der Kaskadenschaltung untersucht werden. Zu den Verlusten der Maschine P_{Vm} addieren sich die Brennspan-

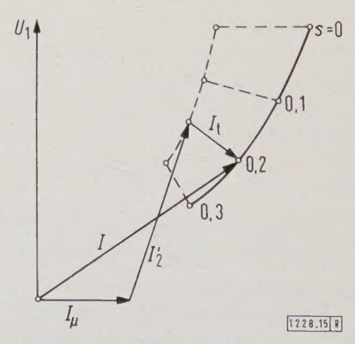


Bild 15. Ortskurve des Gesamtstromes I bei Belastung des Antriebes mit Lüftermoment; Drehzahlregelbereich 1 : 1,43.

nungsverluste der Ventilstrecke P_{Vb}, die ohmschen Verluste P_{VCu} in der Glättungsdrossel, den Leitungen und im Stromrichtertransformator sowie dessen Eisenverluste P_{VFe}. Die Gesamtverluste der Kaskadenschaltung ergeben sich somit zu

$$\sum P_V = P_{Vm} + P_{Vst} = P_{Vm} + P_{Vb} + P_{VCu} + P_{VFe} \,. \quad (22)$$

Die in der Maschine auftretenden Verluste sollen hier nicht untersucht werden.

Die Brennspannungsverluste sind dem Strom proportional und betragen

$$P_{Vb} = U_b I_g \,. \quad (23)$$

Wird die Summe der Brennspannungen des Quecksilber-Stromrichters und des Silizium-Gleichrichters auf die zulässige Leerlauf-Gleichspannung U_{g0} bezogen, so ergibt sich je nach Gefäßtyp ein Verhältnis von Brennspannung zu Leerlauf-Gleichspannung von 0,03 bis 0,02.

Die ohmschen Verluste P_{VCu} und die Eisenverluste P_{VFe} zusammen betragen im Leistungsbereich von 100 bis 2000 kW etwa 4 bis 2 % der ideellen Gleichstromleistung P_{g0}, für die der Stromrichtertransformator ausgelegt ist. Die Verluste der gesamten Stromrichterschaltung ergeben sich damit bei in der Spannung gut ausgenutzten Stromrichtergefäßen zu

$$P_{Vst} = P_{Vb} + P_{VCu} + P_{VFe} \approx (0{,}07 \ldots 0{,}04)\, P_{g0} \,,$$

wobei die prozentual höheren Verluste bei kleineren Nennleistungen auftreten. Bezogen auf die Luftspaltleistung der Maschine betragen die Stromrichterverluste bei Nennbetrieb

$$\frac{P_{Vst}}{P_L} \approx (0{,}08 \ldots 0{,}046)\, s_{max} \,.$$

Arbeitet der Antrieb bei veränderlicher Drehzahl auf ein konstantes Gegenmoment, so werden seine Verluste im wesentlichen konstant bleiben. Wird dagegen der Antrieb mit Ventilatormoment belastet, so gehen mit steigendem Schlupf nicht nur die Maschinenverluste, sondern auch die stromabhängigen Stromrichterverluste zurück.

Erprobung der untersynchronen Stromrichterkaskade im Versuch

Nachdem vorstehend die Theorie behandelt wurde, sei nochmals auf den Aufbau der Schaltung (Bild 1) eingegangen. Die Asynchronmaschine, deren Nennleistung hier 80 kW beträgt, ist mit einer Belastungsmaschine gekuppelt, mit der je nach Bedarf ein konstantes oder ein linear mit der Drehzahl ansteigendes Gegenmoment erzeugt werden kann. Beim Anlauf soll der Antrieb bis zu einer mit dem Drehzahl-Sollwert n^* vorgegebenen Drehzahl durch den Anlaufstrom I_a beschleunigt werden. Das Anlaufkommando wird, nachdem der Stromrichter schon vorher eingeschaltet und betriebsbereit ist, durch das Einlegen des Maschinenschalters gegeben.

Ein Oszillogramm des Hochlaufvorganges zeigt Bild 16 mit dem Verlauf der Soll-Drehzahl n^*, des Stromes im Gleichstromzwischenkreis i_g und des Drehzahl-Istwertes n. Die Maschine arbeitet auf das linear mit der Drehzahl ansteigende Gegenmoment, sie läuft mit konstantem Strom an der Strombegrenzung hoch. Die beiden Spitzen in der Kurve des Gleichstromes zeigen die Zeitpunkte an, in denen die Widerstandsstufen überbrückt werden. Die Drehzahl steigt, entsprechend dem linear mit ihr zunehmendem Gegenmoment, mit abnehmender Beschleunigung bis zum vorgegebenen Sollwert an. Ist dieser erreicht, so sinkt der Strom auf den Wert, der zur Abgabe des Belastungsmomentes erforderlich ist.

Innerhalb des Regelbereiches hat die Asynchronmaschine das gleiche gute Regelverfahren wie eine stromrichtergespeiste Gleichstrommaschine. Wie die Schaltung auf große und kleine Stöße in der Drehzahlregelung reagiert, zeigt Bild 17. Bei großen Aufwärtsstößen im Drehzahlsollwert (a) läuft der Antrieb mit konstantem Strom an der Strombegrenzung hoch. Da die Maschine mit einem konstanten Gegenmoment belastet ist, steigt die Drehzahl linear an. Bei Abwärtsstößen geht der Strom auf einen kleinen Grundwert oberhalb der Lückgrenze zurück und die Maschine bremst sich am Gegenmoment ab. Bei kleinen Sollwert-Stößen (b), bei denen der Strom weder den von der Strombegrenzung vorgegebenen Maximalwert noch den Minimalwert erreicht, der durch eine Zusatzeinspeisung im Stromregler bestimmt ist, beträgt die Anregelzeit in der Drehzahlregelung etwa 50 bis 60 ms.

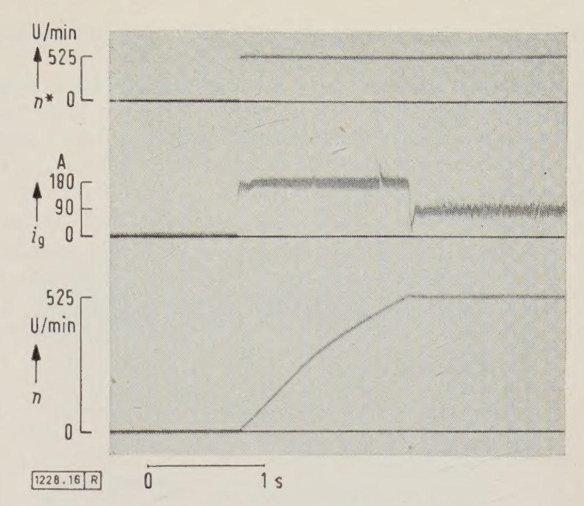


Bild 16. Oszillogramm des Anlaufs des Antriebes gegen linear mit der Drehzahl ansteigendes Gegenmoment.

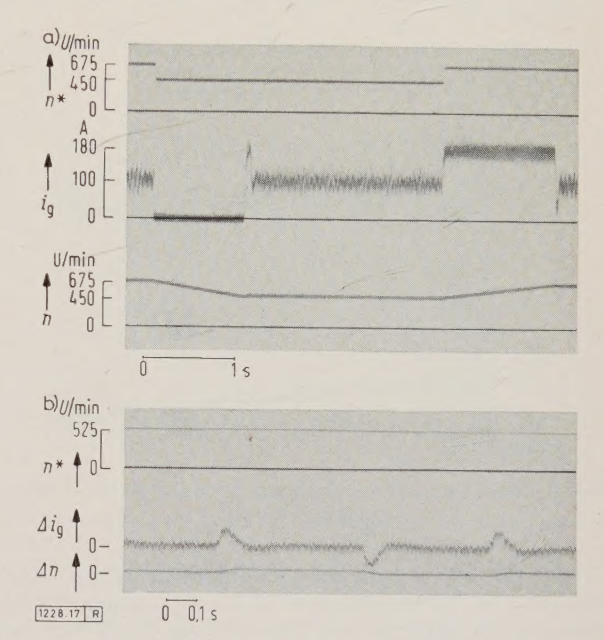


Bild 17. Verhalten des Antriebes bei Belastung mit konstantem Gegenmoment und bei Stößen in der Drehzahlregelung.

a) große Stöße, b) kleine Stöße.

Der Schleifringstrom der Maschine wurde in den Oszillogrammen der Bilder 18 bis 20 gemeinsam mit dem Gleichstrom im Zwischenkreis aufgenommen. Aus Bild 18 sind diese beiden Größen während eines Hochlaufvorganges vom Schlupf $s = 0{,}40$ auf den Schlupf $s = 0{,}014$ ersichtlich. Dem Drehzahlregler wurde zu Beginn des Hochlaufes ein Sollwert aufgeschaltet, der so groß war, daß er vom Istwert bei der höchstmöglichen Drehzahl des Antriebes nicht erreicht werden konnte. Der Strom im Gleichstromzwischenkreis behält daher auch dann den von der Strombegrenzung

vorgegebenen Wert, wenn die Maschine ihre Höchstdrehzahl erreicht hat, und der Schleifringstrom auf einen Wert zurückgegangen ist, der dem statisch abgegebenen Drehmoment entspricht. Von dem Augenblick an, in dem nicht mehr der gesamte Stromrichterstrom über den Motor fließt, ist die Stromregelung nicht mehr richtig optimiert, der Stomregelkreis schwingt.

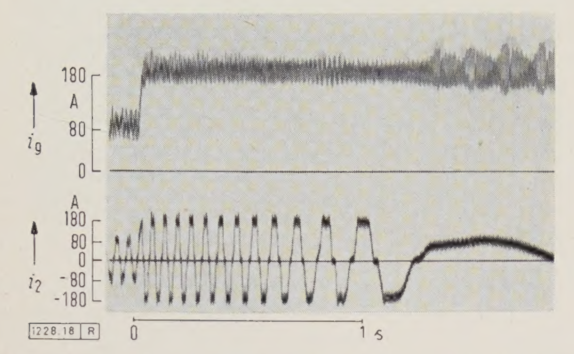


Bild 18. Zeitlicher Verlauf von Schleifringstrom i_2 und Gleichstrom i_g beim Hochlauf von $s = 0,4$ auf $s = 0,014$.

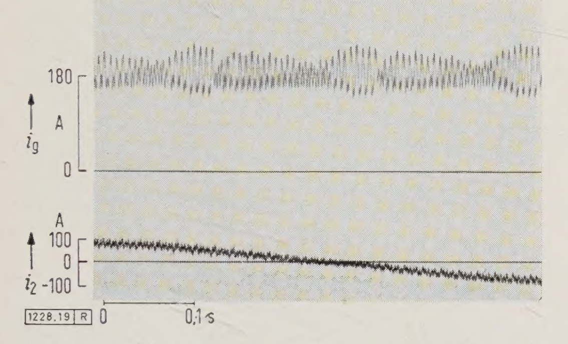


Bild 19. Stromnulldurchgang des Schleifringstromes i_2 bei höchster erreichbarer Drehzahl.

Bild 19 zeigt einen Stromnulldurchgang des Schleifringstromes bei höchstmöglicher Drehzahl. Aus dem Oszillogramm ist zu ersehen, daß bei diesem Betriebszustand überhaupt keine Rückwirkung des Kaskadenbetriebes mehr im Schleifringstrom zu bemerken ist. Die Asynchronmaschine arbeitet auf ihrer natürlichen Ortskurve und kann voll ausgenutzt werden.

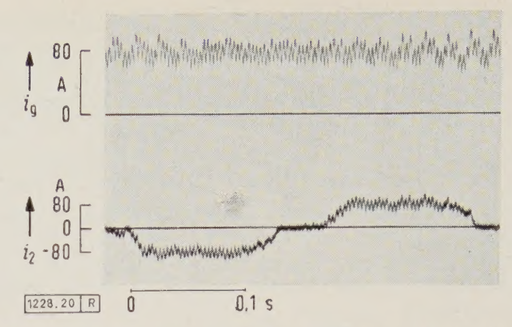


Bild 20. Kurvenform des Schleifringstromes i_2 bei kleinem Schlupf.

Der zuvor angegebene Verlauf der Kommutierung für kleinen Schlupf wird durch den gemessenen Verlauf des Schleifringstromes bei $s \approx 0,06$ (Bild 20) bestätigt.

Zusammenfassung

Mit dem Silizium-Gleichrichter und der Transistortechnik ist aus der an sich schon lange bekannten untersynchronen Stromrichterkaskade ein hochwertiger verlustarmer Regelantrieb für kleine Drehzahl-Stellbereiche entwickelt worden. In der Arbeit wird zunächst ein Überblick über den Schaltungsaufbau gegeben. Anschließend werden Ortskurven und Ausnutzbarkeit einer in Kaskadenschaltung arbeitenden Asynchronmaschine untersucht; hieraus geht hervor, daß sich ein gegenüber dem Normalbetrieb kleinerer Leistungsfaktor ergibt. In den weiteren Abschnitten wird auf die Auslegung von Silizium-Gleichrichtern und Quecksilber-Stromrichtern eingegangen; der Regelkreis und die Anlaufschaltung werden beschrieben. Die Ortskurven des Netzstromes für die Gesamtschaltung werden angegeben und die Verluste der Kaskadenschaltung näherungsweise ermittelt. Zum Schluß wird über durchgeführte Versuche berichtet.

Schrifttum

[1] *Bödefeld, Th.*, u. *Sequenz, H.*: Elektrische Maschinen. Springer-Verlag, Wien 1949.

[2] *Stöhr, M.*: Vergleich zwischen Stromrichtermotor und untersynchroner Stromrichterkaskade. Elektrotechn. u. Masch.-Bau Bd. 57 (1939) S. 581 bis 591.

[3] *Kessler, C.*, u. *Meinhardt, W.*, u. *Neuffer, I.*, u. *Rube, G.*: Die Gleichstrom-Fördermaschine mit Siemens-Transidyn-Regelung. Regelungstechn. Bd. 6 (1958) S. 328—333.

[4] *Nürnberg, W.*: Die Asynchronmaschine. Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg 1952.

[5] *Müller-Lübeck, K.*, u. *Uhlmann, E.*: Die Strom- und Spannungsverhältnisse der gittergesteuerten Gleichrichter. Arch. Elektrotechn. Bd. 27 (1933) S. 347—373.

[6] *Marti, O. K.*, u. *Winograd, H.*: Stromrichter. Verlag R. Oldenbourg, München und Berlin 1933.

[7] *Hütte.* Des Ingenieurs Taschenbuch. Hütte IV, 28. Aufl., Elektrotechnik Teil A, Verlag Wilhelm Ernst & Sohn, Berlin 1957.

Über die Eigenschaften und die Theorie des elektrischen Lichtbogens

DK 621.3.014.31.001.1.004.12

Mit Hilfe der erweiterten Kenntnisse über den atomaren Aufbau und die atomaren Vorgänge beschreibt der Verfasser[1]) eingehend den Aufbau und die Eigenschaften des elektrischen Lichtbogens. Allerdings sind die Kenntnisse keineswegs vollständig, d. h. die Verhältnisse des Lichtbogens unter komplexen Bedingungen sind noch nicht genügend erforscht.

In dem Aufsatz werden zunächst der elementare Aufbau des Lichtbogens und seine Eigenschaften behandelt. Dieser Lichtbogen kann durch Trennung stromführender Kontakte, durch Schmelzen und Verdampfen dünner Drähte, durch Übergang einer Glimmentladung oder durch Übergang einer hochfrequenten Funkenentladung hervorgerufen sein. Die Spannungsverteilung im Lichtbogen wird in drei Abschnitte unterteilt: den Kathodenfallbereich, den Anodenfallbereich und die zwischen beiden liegende positive Säule. Nachfolgend wird die Theorie der elektrischen Leitung in Gasen kurz behandelt, an die sich nun die eingehendere Beschreibung der genannten drei Bereiche des Lichtbogens anschließt. Danach betragen die Temperaturen im Lichtbogenmittelstück im allgemeinen mehr als 5000 °K. Auf die Koeffizienten der thermischen und der elektrischen Leitfähigkeit wird eingegangen, ebenso auf die Bestimmung der Temperaturverteilung.

Anschließend werden der Kathodenbereich, und zwar unter anderem die Stromkontinuität und die Spannung in diesem Bereich, und der Anodenbereich behandelt. Abschließend wird auf folgende Lichtbogentypen, die von besonderem Interesse sind, eingegangen: Kohlelichtbogen, Quecksilberdampf-Lichtbogen, Schweißlichtbogen und der Lichtbogen, der durch das Öffnen eines Stromkreises mittels Schalter entsteht. Besonders erwähnenswert ist das umfangreiche Schrifttumsverzeichnis. *Thr*

1) Nach *Edels, H.*: Properties and theory of the electric arc. Proc. Instn. electr. Eng. A Bd. 108 (1961) H. 37, S. 55—69; 16 B., 123 Qu.

Die wiederkehrende Spannung beim Abschalten von Prüfstromkreisen mit Luftschützen

Von **Helmut Friedrich**, Hanau a. M., und **Hans Mayer**, Schimborn*)

DK 621.316.53.001.4

Allgemeines

Für die Prüfung des Schaltvermögens von Motorschaltgeräten schreibt VDE 0660/12.52 wahlweise eine Reihenschaltung von Luftdrosselspulen und Widerständen oder einen Motor gleicher Stromaufnahme und gleichen Leistungsfaktors vor.

Die Beanspruchung des Schaltgerätes ist bei Verwendung von Luftdrosselspulen im Prüfstromkreis wesentlich schärfer als bei Verwendung von Motoren, was vor allem auf die höheren Überschwingfaktoren der wiederkehrenden Spannung bei Luftdrosselspulen zurückzuführen ist. Es sind daher schon seit Jahren Bestrebungen im Gange, eine Ersatzschaltung zu finden, mit der sich die Verhältnisse beim Abschalten von Motoren besser nachahmen lassen. So sieht der Entwurf einer Empfehlung für Schütze des IEC-Unterkomitees SC 17 B einen Prüfstromkreis mit Parallelwiderständen zu den Luftdrosselspulen vor, die 2 % des Prüfstromes führen, während man z. B. in den USA und in Schweden Parallelwiderstände verwendet, die 1 % des Prüfstromes aufnehmen [1].

Es ist der Zweck der vorliegenden Arbeit, verschiedene Ersatzschaltungen hinsichtlich ihres Einflusses auf die wiederkehrende Spannung zu untersuchen, um festzustellen, welche Faktoren hierbei von Bedeutung sind, und welche Gesetzmäßigkeiten den Erscheinungen zugrunde liegen.

Sämtliche Versuche wurden mit einem Luftschütz mit Doppelunterbrechung und Deionblechen als Löschhilfe durchgeführt. Die Ergebnisse können nicht ohne Einschränkung auf Schaltgeräte anderer Bauart übertragen werden.

Grundsätzliche Überlegungen und Definitionen

Bei einer Wechselstromabschaltung erscheint zwischen den Kontakten des Schaltgerätes nach dem Erlöschen des Lichtbogens im Nulldurchgang des Stromes die wiederkehrende Spannung u_W Dieser Vorgang ist im Prinzip in Bild 1 dargestellt. Die Spannung zwischen den Kontakten, die vor dem Strom-Nulldurchgang den Wert u_b (Lichtbogenspannung) hatte, springt nicht plötzlich auf den Augenblickswert $E_m \sin \varphi$ der treibenden Spannung, sondern kehrt in gedämpften Schwingungen zurück. Die Form dieser Schwingungen hängt von den Induktivitäten, den Windungs- und Erdkapazitäten sowie vom wirksamen Widerstand des Prüfstromkreises ab.

Der einfachste Fall liegt vor, wenn der Prüfstromkreis ein Wechselstromkreis ist und außer dem Widerstand R nur eine Drosselspule Z mit der Induktivität L enthält (Bild 2 a). Die Induktivität L bildet zusammen mit der — konzentriert angenommenen — Windungskapazität C der Drosselspule einen Schwingungskreis. Die Erdkapazität C_E ist in diesem Fall ohne Einfluß. Die Leitungsinduktivitäten sind bei den kurzen Leitungen, wie sie in Prüfstromkreisen verwendet werden, bedeutungslos; ebenso ist die Streuinduktivität der Stromquelle klein gegenüber der Belastungsinduktivität und kann bei diesen Betrachtungen vernachlässigt werden. Der wirksame Widerstand im Schwingungskreis setzt sich zusammen aus dem durch Stromverdrängung erhöhten ohmschen Widerstand der Windungen der Drosselspule sowie aus dem Verlustwiderstand der Kapazität C; er wird mit R_W bezeichnet und ist groß gegenüber dem Widerstand R, der den Leistungsfaktor $\cos \varphi = 0{,}4$ bestimmt. Unter diesen Voraussetzungen ergibt sich ein vereinfachter Ersatzstromkreis nach Bild 2 b.

*) Dr.-Ing. *H. Friedrich* und Dipl.-Ing. *H. Mayer* sind Mitarbeiter der BBC, Großauheim.

Ist die Lichtbogenspannung u_b wie in Bild 1 dargestellt, verschwindend klein, so ist die Spannung an den Klemmen der Drosselspule im Augenblick des Strom-Nulldurchganges etwa gleich dem momentanen Wert $E_m \sin \varphi$ der treibenden Spannung. Die Windungskapazität C ist also auf diese Spannung aufgeladen und liefert die Energie

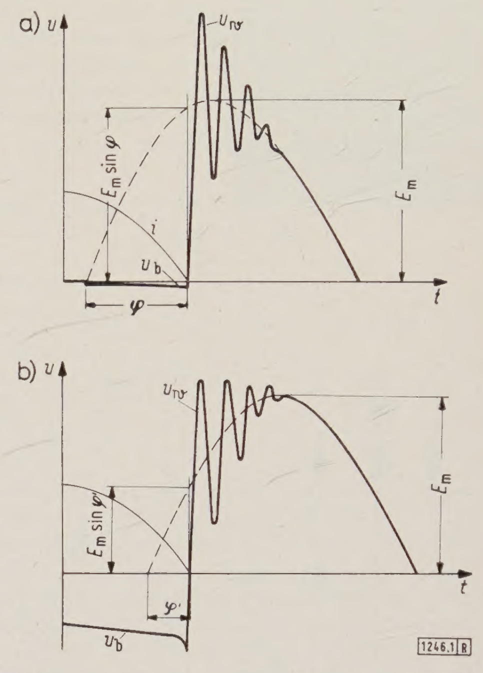


Bild 1. Wiederkehrende Spannung u_W beim Abschalten von Wechselstrom.
a) Lichtbogenspannung $u_b \ll E_m$, Leistungsfaktor des Prüfstromkreises $\cos \varphi = 0{,}4$
b) hohe Lichtbogenspannung u_b

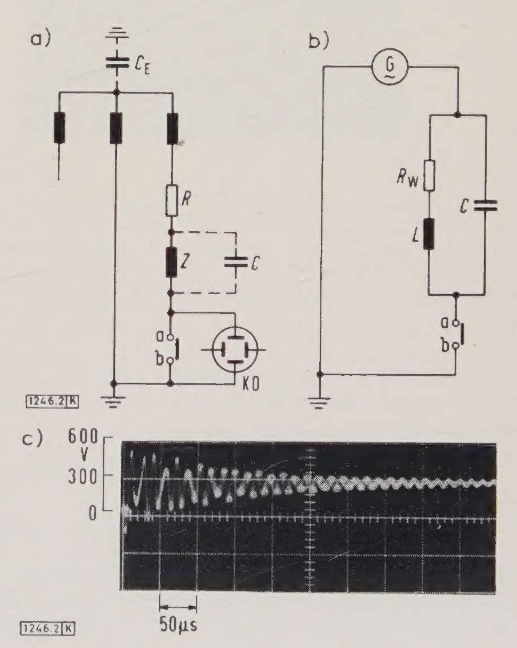


Bild 2. Prüfstromkreis mit einer Luftdrosselspule.
a) Wechselstromprüfkreis mit geerdeter Klemme b des Schaltgerätes,
b) vereinfachter Ersatzstromkreis,
c) Oszillogramm der wiederkehrenden Spannung nach Schaltung a, $U_{Netz} = 220$ V, $I_{Netz} = 70$ A, $\cos \varphi = 0{,}4$; $f \approx 67$ kHz; $K_ü = 1{,}9$; KO Kathodenstrahl-Oszillograph.

für die freien, gedämpften Schwingungen des aus L, C und R_W bestehenden Schwingkreises. Die wiederkehrende Spannung setzt sich aus der treibenden Spannung der Stromquelle und der Spannung an den Klemmen der Drosselspule zusammen, die durch die freien Schwingungen hervorgerufen wird und folgt der Gleichung:

$$u_w = E_m \left[\sin(\omega t + \varphi) - e^{-t/2T} \cos \nu t \cdot \sin \varphi\right] \qquad (1)$$

Gl. (1) gilt unter der Voraussetzung, daß $R_W \ll 2\sqrt{L/C}$ ist. In ihr bedeuten ω die Kreisfrequenz der treibenden Spannung, $\nu = 1/\sqrt{LC}$ die Kreisfrequenz der Einschwingspannung, $T = L/R_W$ deren Abkling-Zeitkonstante und φ den Phasenverschiebungswinkel zwischen Spannung und Strom im stationären Zustand. In einem Prüfstromkreis mit zwei Drosselspulen nach Bild 4a oder in einem Drehstromkreis nach Bild 5a ergeben sich zwei Schwingungskreise mit den Eigenfrequenzen ν_1 und ν_2. Die wiederkehrende Spannung wird für diesen Fall mit Hilfe der Gleichung

$$u_w = E_m \left[\sin(\omega t + \varphi) - \frac{L_1}{L_1 + L_2} e^{-t/2T_1} \cos \nu_1 t \cdot \sin \varphi - \right.$$
$$\left. - \frac{L_2}{L_1 + L_2} e^{-t/2T_2} \cos \nu_2 t \cdot \sin \varphi \right] \qquad (2)$$

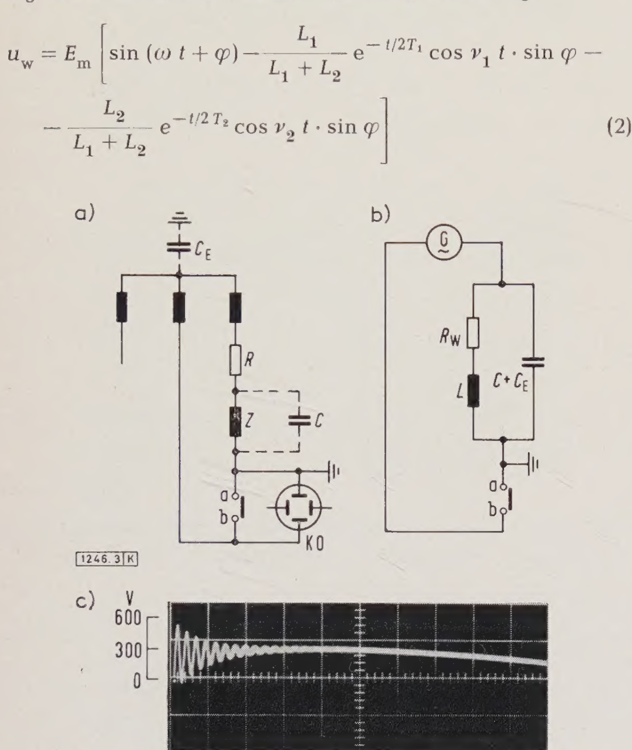


Bild 3. Prüfstromkreis mit einer Luftdrosselspule.

a) Wechselstromprüfkreis mit geerdeter Klemme a des Schaltgerätes,
b) vereinfachter Ersatzstromkreis,
c) Oszillogramm der wiederkehrenden Spannung nach Schaltung a, $U_{Netz} = 220$ V, $I_{Netz} = 70$ A, $\cos\varphi = 0{,}4$; $f \approx 8$ kHz; $K_ü = 1{,}65$.

ausgedrückt. Die Anfangsamplituden der gedämpften Schwingungen sind den Induktivitäten in den beiden Schwingungskreisen proportional.

In Prüfstromkreisen für Motorschaltgeräte konzentriert sich fast die gesamte Induktivität auf die Belastungsdrosselspulen und daraus folgt, daß vor allem die Drosselspulen die Form der wiederkehrenden Spannung bestimmen. In manchen Prüfstromkreisen übt auch die Erdkapazität C_E der Stromquelle noch einen erheblichen Einfluß aus. Die Tatsache, daß nur die Größen C, L, R_W und C_E von Bedeutung sind, führt zu sehr einfachen Ersatzstromkreisen. In Prüfstromkreisen für Leistungsschalter sind die Verhältnisse meist nicht so übersichtlich. Hier fallen die Streuinduktivitäten gegenüber den Belastungsinduktivitäten durchaus ins Gewicht, so daß sich eine Vielzahl von einzelnen Schwingungskreisen ergibt.

Für die oszillographische Aufnahme der hochfrequenten Einschwingvorgänge kommen nur Kathodenstrahl-Oszillographen in Betracht. Zur Auflösung der Vorgänge sind Ablenkgeschwindigkeiten bis zu 500 m/s erforderlich. Die Zeitablenkung wird von dem aufzunehmenden Vorgang selbst ausgelöst. Bei der Auswertung der Oszillogramme wurden die Frequenz (bzw. soweit möglich die Frequenzen der Schwingungskomponenten) sowie der Überschwingfaktor $K_ü$ der wiederkehrenden Spannung bestimmt. Als Überschwingfaktor wird gemäß Entwurf VDE 0670/. . . 57 das Verhältnis des Höchstwertes der wiederkehrenden Spannung zum $\alpha\sqrt{2}$-fachen Wert der stationären Leitererdspannung definiert. Hierbei ist $\alpha = 1$ für ein- und zweipolige Prüfungen und $\alpha = 1{,}5$ für den erstlöschenden Pol dreipoliger Prüfungen.

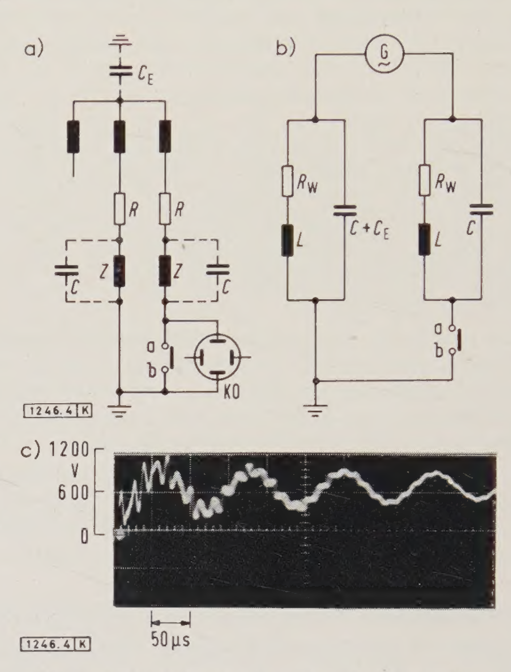


Bild 4. Prüfstromkreis mit zwei Luftdrosselspulen.

a) Wechselstromprüfkreis mit geerdeter Klemme b des Schaltgerätes,
b) vereinfachter Ersatzstromkreis,
c) Oszillogramm der wiederkehrenden Spannung nach Schaltung a, $U_{Netz} = 550$ V, $I_{Netz} = 90$ A, $\cos\varphi = 0{,}4$, $f_1 \approx 67$ kHz, $f_2 \approx 8$ kHz, $K_ü = 1{,}4$.

In einigen Fällen wurden Schleifenoszillogramme von den Abschaltvorgängen aufgenommen und hinsichtlich der Lichtbogenzeiten statistisch ausgewertet. Von besonderem Interesse ist der Prozentsatz der Ausschaltungen, bei denen das Schaltgerät den Strom in allen drei Strängen im ersten Nulldurchgang abschaltet.

Wechselstromprüfkreise mit Luftdrosselspulen

Wechselstromkreis mit einer Luftdrosselspule

Zur Untersuchung des Einflusses der Erdungsverhältnisse und zur Bestimmung der Eigenfrequenz der verwendeten Drosselspulen eignet sich wegen seiner Übersichtlichkeit am besten ein Wechselstromprüfkreis nach Bild 2a.

Nach dem Erlöschen des Lichtbogens im Stromnulldurchgang erscheint an den Kontakten a und b des Schaltgerätes die wiederkehrende Spannung in der Form nach Gl. (1). Das Oszillogramm der wiederkehrenden Spannung ist in Bild 2c wiedergegeben. Es handelt sich um eine annähernd reine Schwingung der Frequenz $f = 67$ kHz, die der Grundschwingung von 50 Hz überlagert ist.

Die Verhältnisse ändern sich grundlegend, wenn man den anderen Pol des Schaltgerätes, also Klemme a statt b, erdet. Wie Bild 3a und 3b zeigt, vergrößert sich hier-

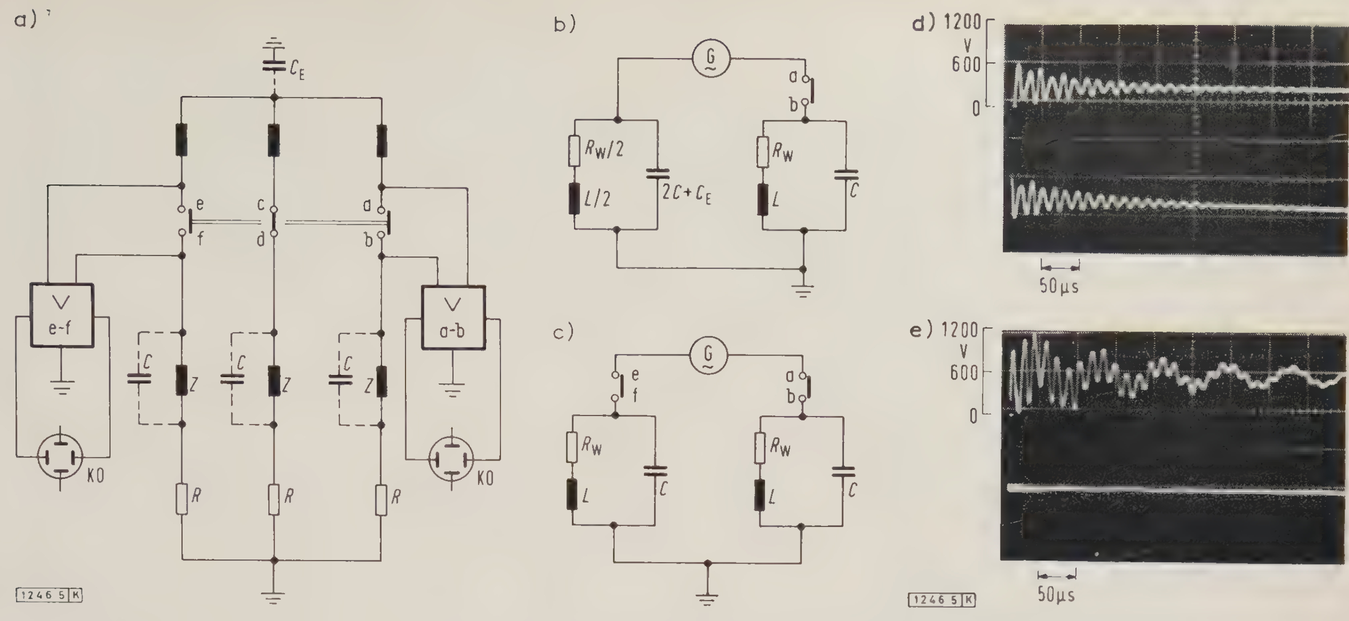


Bild 5. Prüfstromkreis mit drei Luftdrosselspulen.

a) Drehstromprüfkreis mit erst- und letztlöschenden Schalterkontakten,

b) vereinfachter Ersatzstromkreis mit erstlöschenden Kontakten a, b,

c) vereinfachter Ersatzstromkreis mit letztlöschenden Kontakten a, b und e, f,

d) Oszillogramm der wiederkehrenden Spannung nach Schaltung c, $U_{Netz} = 550$ V, $I_{Netz} = 100$ A, $\cos \varphi = 0{,}4$; $f_1 = f_2 = f \approx 67$ kHz, $K_ü = 1{,}3$.

e) Oszillogramm der wiederkehrenden Spannung nach Schaltung b, $U_{Netz} = 550$ V, $I_{Netz} = 100$ A, $\cos \varphi$ 0,4; $f_1 \approx 67$ kHz, $f_2 \approx 12$ kHz, $K_ü = 1{,}7$.

durch die im Schwingungskreis wirksame Kapazität auf den Wert $(C + C_E)$. Dementsprechend sinkt die Einschwingfrequenz des Schwingungskreises auf rd. 8 kHz.

Wechselstromkreis mit zwei Drosselspulen

Den einfachsten Fall eines Kreises mit Spannungen zweier verschiedener Frequenzen erhält man, wenn man zwei Drosselspulen verwendet und nach Bild 4 a schaltet. Nach dem Strom-Nulldurchgang schwingt jeder der beiden Teile des Kreises mit seiner Eigenfrequenz; die wiederkehrende Spannung läßt sich unter den oben gemachten Annahmen mit Hilfe der Gl. (2) darstellen.

Wegen $L_1 = L_2 = L$ sind die Anfangsamplituden der beiden Schwingungskomponenten gleich. Bild 4 c zeigt das Oszillogramm der wiederkehrenden Spannung, aus dem deutlich der Charakter der beiden verschiedenen Schwingungen hervorgeht. Die Komponente mit der höheren Frequenz klingt schneller ab als diejenige mit der niedrigeren Frequenz, weil der wirksame Widerstand R_W im Kreis mit der höheren Eigenfrequenz infolge der größeren dielektrischen Verluste und der Stromverdrängung größer ist.

Drehstromprüfkreise mit Luftdrosselspulen

Wiederkehrende Spannung am erstlöschenden Pol

Auch im Drehstrom-Prüfkreis nach Bild 5 a besteht die wiederkehrende Spannung am erstlöschenden Schalterpol aus zwei Teilspannungen verschiedener Frequenz. Die Teilspannung mit der höheren Frequenz ändert sich gegenüber dem betrachteten Fall des Wechselstromkreises mit zwei Drosselspulen nur in der Amplitude, während sich bei der Teilspannung mit der niedrigeren Frequenz sowohl Frequenz als auch Amplitude ändern. Bild 5 e zeigt das Oszillogramm der wiederkehrenden Spannung zwischen den Kontakten a und b des erstlöschenden Schalterpoles.

Die Teilspannung mit der höheren Frequenz tritt mit doppelt so großer Amplitude in Erscheinung wie diejenige mit der niedrigeren Frequenz, weil die Induktivität des Kreises mit der höheren Frequenz doppelt so groß wie die des anderen ist. Wie ein Vergleich zwischen Bild 4 c und 5 e zeigt, hat sich die Frequenz des Kreises mit der kleineren Schwingungszahl etwa auf das $\sqrt{2}$-fache erhöht, weil die resultierende Induktivität auf die Hälfte gesunken und die Kapazität nahezu konstant geblieben ist, denn die Windungskapazität der Drosselspulen ist klein gegenüber der Erdkapazität der Stromquelle.

Für den Schwingkreis nach Bild 4 b gilt für die Eigenfrequenz

$$f = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{L\,(C + C_E)}} \approx \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{L\,C_E}} \tag{3}$$

und für den Schwingkreis nach Bild 5 b

$$f = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{L/2 \cdot (2\,C + C_E)}} \approx \frac{\sqrt{2}}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{L\,C_E}}\;. \tag{4}$$

Der Prüfstromkreis nach Bild 5 a entspricht der Vorschrift VDE 0660. Alle weiteren Versuche wurden mit dieser Anordnung durchgeführt, bei der die Belastungsimpedanzen — von der Stromquelle aus gesehen — hinter dem Prüfling liegen. Da sich bei dieser Schaltung keiner der beiden Kontakte a und b auf Erdpotential befindet, wurde zum Aufzeichnen der wiederkehrenden Spannung ein Oszillograph mit Differentialverstärkern verwendet. Versuche haben gezeigt, daß die Form und Höhe der wiederkehrenden Spannung davon unabhängig ist, ob die Belastungsimpedanzen vor oder hinter dem Prüfling liegen.

Wiederkehrende Spannungen an den letztlöschenden Schalterpolen

Bild 5 d zeigt die wiederkehrenden Spannungen an den beiden letztlöschenden Schalterpolen. Frequenz f und Überschwingfaktor $K_ü$ sind bei beiden gleich, da der Prüfstromkreis symmetrisch aufgebaut ist (Bild 5 c) und zwei Schwingungskreise mit gleicher Eigenfrequenz enthält. Aus dem Vergleich mit dem erstlöschenden Schalterpol erkennt man, daß der Spitzenwert der wiederkehrenden Spannung bei den letztlöschenden Schalterpolen erheblich kleiner ist. Hat also erst ein Schalterpol erfolgreich abgeschaltet, so

wird der Strom in den beiden anderen Schalterpolen eine viertel Periode später ohne Schwierigkeiten unterbrochen.

Einfluß der Meßeinrichtungen

Die Beeinflussung der wiederkehrenden Spannung durch den Kathodenstrahl-Oszillographen ist gering. Der Eingang des Verstärkers ist so hochohmig, daß keine nennenswerte Dämpfung der Einschwingvorgänge eintritt. Die Eingangskapazität einschließlich der nur 1 m langen Meßleitungen zwischen Schaltgerät und Oszillograph beträgt rd. 8 pF und ist damit gegenüber den Kapazitäten des Prüfkreises zu vernachlässigen. Anders liegen die Dinge jedoch, wenn zur Messung der Lichtbogenzeiten parallel zu den Schaltstrecken Oszillographenschleifen geschaltet sind, wie das bei der Schaltleistungsprüfung allgemein der Fall und in der Schaltung nach Bild 6a zu sehen ist. Die Kurvenform der wiederkehrenden Spannung wird erheblich verändert, wie ein Vergleich der Bilder 5e und 6b zeigt.

Die der Eigenfrequenz der Drosselspule entsprechende Komponente der Schwingung wird durch eine stark gedämpfte Schwingung geringerer Frequenz ersetzt, was eine Folge der Erdkapazität der verhältnismäßig langen Meßleitungen ist. Die in Bild 6b dargestellte Kurvenform ergab sich bei einem Widerstand im Schleifenkreis von

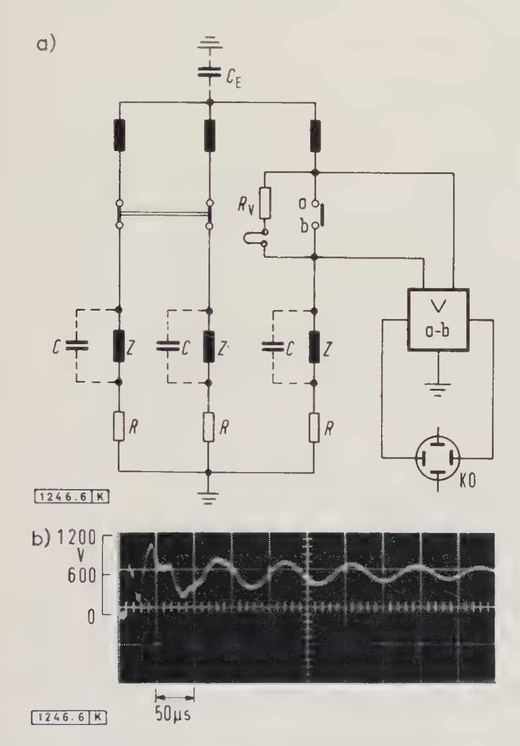


Bild 6. Prüfstromkreis mit drei Luftdrosselspulen und Schleifen-Oszillograph zur Messung der Lichtbogenzeiten.

a) Schaltung des Drehstromprüfkreises,
b) Oszillogramm der wiederkehrenden Spannung mit Oszillographenschleife und Vorwiderstand $R_v = 10\ \mathrm{k\Omega}$ aufgenommen, $U_{Netz} = 550$ V, $I_{Netz} = 100$ A, $\cos\varphi = 0{,}4$; $f_2 \approx 12$ kHz, $K_ü = 1{,}5$.

$R_v = 10\ \mathrm{k\Omega}$; die Länge der in Stahlrohr verlegten Meßleitungen betrug rd. 15 m. Wird der Widerstand auf $R_v = 100\ \mathrm{k\Omega}$ erhöht und werden frei verlegte Meßleitungen von etwa 3 m Länge verwendet, so nähert sich die Form der wiederkehrenden Spannung wieder der in Bild 5e gezeigten Kurve.

Die Lichtbogenzeiten waren im statistischen Mittel in beiden Fällen gleich. Die Größe des Widerstandes im Schleifenkreis hat bei dem untersuchten Schaltgerät nur dann einen Einfluß auf die Lichtbogenzeit, wenn er kleiner als 10 kΩ ist. Dies ist dadurch zu erklären, daß der Überschwingfaktor durch die Parallelschaltung der Oszillographenschleife praktisch nicht verändert wurde.

Einfluß der Lichtbogenspannung

Bei der Untersuchung der wiederkehrenden Spannung des erstlöschenden Schalterpoles wird häufig beobachtet, daß sich von Schaltung zu Schaltung etwas unterschiedliche Überschwingfaktoren ergeben, obwohl am Prüfstromkreis nichts geändert wurde. Diese Erscheinung ist immer dann zu erwarten, wenn die Lichtbogenspannung u_b gegenüber der Netzspannung nicht mehr vernachlässigt werden kann.

Mit steigenden Lichtbogenspannungen wächst der Leistungsfaktor des Prüfstromkreises [2]. So gilt z. B. für einen rein induktiven Wechselstromkreis [3]

$$\cos\varphi = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{u_b}{E_m}. \tag{5}$$

Ein höherer Leistungsfaktor bedeutet einen kleineren Augenblickswert ($E_m \sin\varphi'$) der stationären Spannung im Augenblick des Strom-Nulldurchganges. Anderseits werden die Amplituden der freien Schwingungen bei unverändertem Leistungsfaktor um so größer, je höher die Spitze von u_b im Augenblick des Strom-Nulldurchganges ist. Unter Vernachlässigung des ohmschen Widerstandes erhält man für die Spannung an der Induktivität, die für die Amplitudengröße maßgebend ist, im Augenblick des Strom-Nulldurchganges den Wert

$$L \cdot \mathrm{d}i/\mathrm{d}t = E_m \sin\varphi' - u_b. \tag{6}$$

Da die Lichtbogenspannung u_b stets umgekehrte Polarität gegenüber dem Augenblickswert $E_m \sin\varphi'$ der Netzspannung hat, ergibt sich die Amplitudengröße als Summe der Beträge von $E_m \sin\varphi'$ und u_b.

Im Motorschaltgerät schwankt die Lichtbogenspannung von Schaltung zu Schaltung in ihrer Größe. Es ist daher verständlich, daß die Höhe der wiederkehrenden Spannung ebenfalls Unterschiede aufweist. Die Lichtbogenspannungen in den beiden letztlöschenden Schalterpolen (Bild 7a) üben auch nach dem Strom-Nulldurchgang im erstlöschenden Schalterpol noch einen Einfluß auf die stationäre Komponente der wiederkehrenden Spannung aus, weil diese zwischen dem Sternpunkt Mp (Bild 7b) und der Klemme R der Stromquelle bei unterschiedlichen Lichtbogenspannungen vom 1,5-fachen Wert der Leitererdspannung abweicht. In Bild 7b ist das Zeigerdiagramm der Spannungen nach

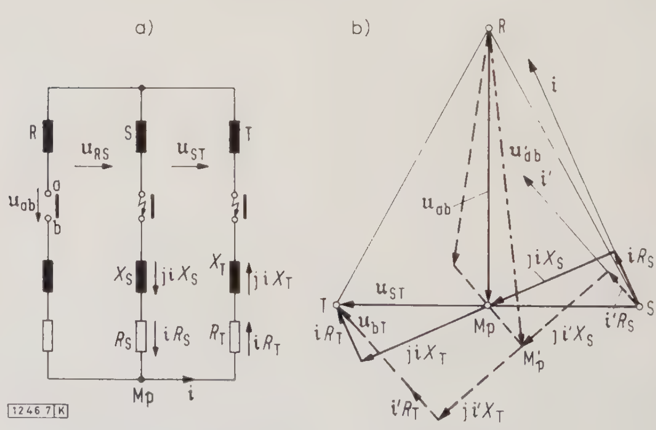


Bild 7. Prüfstromkreis mit drei Luftspaltdrosseln.

a) Schaltung des Prüfkreises,
b) Zeigerdiagramm der Spannungen,
u_{ab} wiederkehrende Spannung zwischen den Kontakten a und b des erstlöschenden Schalterpoles,
i Strom in den Strängen S und T, wenn in den beiden letztlöschenden Schalterpolen die Lichtbogenspannung $u_b = 0$ und $\cos\varphi = 0{,}4$ ist
i' Strom in den Strängen S und T, wenn in den Strängen S und T die Lichtbogenspannung $u_{bT} \neq 0$ und $u_{bS} = 0$ ist.

dem Löschen des Lichtbogens im Strang R dargestellt. Sind die Lichtbogenspannungen in den Strängen S und T gleich groß, so liegt das Ende des Spannungszeigers u_{ab} auf der Mitte des Zeigers u_{ST}. Überwiegt die Lichtbogenspannung im Strang S, so verringert sich die Spannung zwischen den Kontakten a und b; tritt dagegen im Strang T die größere Lichtbogenspannung auf, so vergrößert sich die Spannung u_{ab}.

Die mit geringer Ablenkgeschwindigkeit aufgenommenen Oszillogramme der wiederkehrenden Spannung (Bild 11 c) lassen die durch die Schwankungen der Lichtbogenspannungen bedingten Potentialsprünge gut erkennen. Gelegentlich werden dadurch sogar noch einmal gedämpfte Schwingungen angeregt.

Zweipolige Abschaltung eines Drehstromkreises

Bei Umkehrantrieben werden die Drehstrom-Motorkreise von den Wendeschützen bisweilen nur zweipolig geschaltet, weil man bei dieser Schaltungsart einige Leitungen einsparen kann. Die wiederkehrende Spannung bei dieser Schaltung wurde an einem Prüfstromkreis mit Luftdrosselspulen nach Bild 8 a untersucht. Der mittlere Schalterpol des Schaltgeräts war überbrückt, im übrigen entsprachen Prüfstromkreis und Meßeinrichtung Bild 5 a. Das Oszillogramm der wiederkehrenden Spannung am erstlöschenden Schalterpol zeigt Bild 8 c. Die stationäre Komponente der wiederkehrenden Spannung ist — wenn die Lichtbogenspannung am zweitlöschenden Schalterpol vernachlässigt werden kann — genau so groß wie bei dreipoliger Abschaltung. Die Einschwingfrequenzen ändern sich ebenfalls nicht. Dagegen hat sich der Überschwingfaktor vergrößert. Es wurden Werte bis zu $K_{ü} = 2{,}2$ gemessen. Diese Erscheinung hat folgende Ursachen: In dem einen Strang fehlt die Lichtbogenspannung, und damit ergibt sich unter sonst gleichen Bedingungen ein kleinerer Leistungsfaktor als bei dreipoliger Abschaltung. Ein kleinerer Leistungsfaktor bedeutet aber eine höhere wiederkehrende Spannung. Das Fehlen der Lichtbogenspannung in dem einen Strang kann weiterhin bewirken, daß die stationäre Komponente der wiederkehrenden Spannung am erstlöschenden Schalterpol den 1,5-fachen Wert der Leitererdspannung übersteigt (vergleiche Bild 7 b).

Das Oszillogramm in Bild 8 d zeigt die wiederkehrende Spannung am letztlöschenden Schalterpol. Die stationäre Komponente ist gleich der verketteten Spannung, also um rd. 15 % größer als beim erstlöschenden Schalterpol. Die Einschwingfrequenzen sind genau so groß wie im Falle der Abschaltung eines Wechselstromkreises mit zwei Drosselspulen. Auch am letztlöschenden Schalterpol ergeben sich bei zweipoliger Abschaltung größere Scheitelwerte als am erstlöschenden Schalterpol bei dreipoliger Abschaltung. Im Gegensatz zur dreipoligen Abschaltung kann man bei zweipoliger Abschaltung häufig den Fall beobachten, daß ein Schalterpol bereits gelöscht hat, während im anderen der Lichtbogen noch einige Halbwellen hindurch brennt. Das Oszillogramm Bild 8 d zeigt, daß beim Strom-Nulldurchgang im löschenden Schalterpol auch am anderen Schalterpol nochmals eine transiente Einschwingspannung erscheint. Wie aus dem Ersatzstromkreis zu sehen ist, handelt es sich hierbei um die mit 8 kHz schwingende Spannung an der Induktivität des Stranges S. Die überlagerte Schwingung von 67 kHz entstammt dem Schwingkreis des Stranges R, der durch die Streufelder der Drosselspule vom benachbarten Strang T zu Resonanzschwingungen angeregt wird.

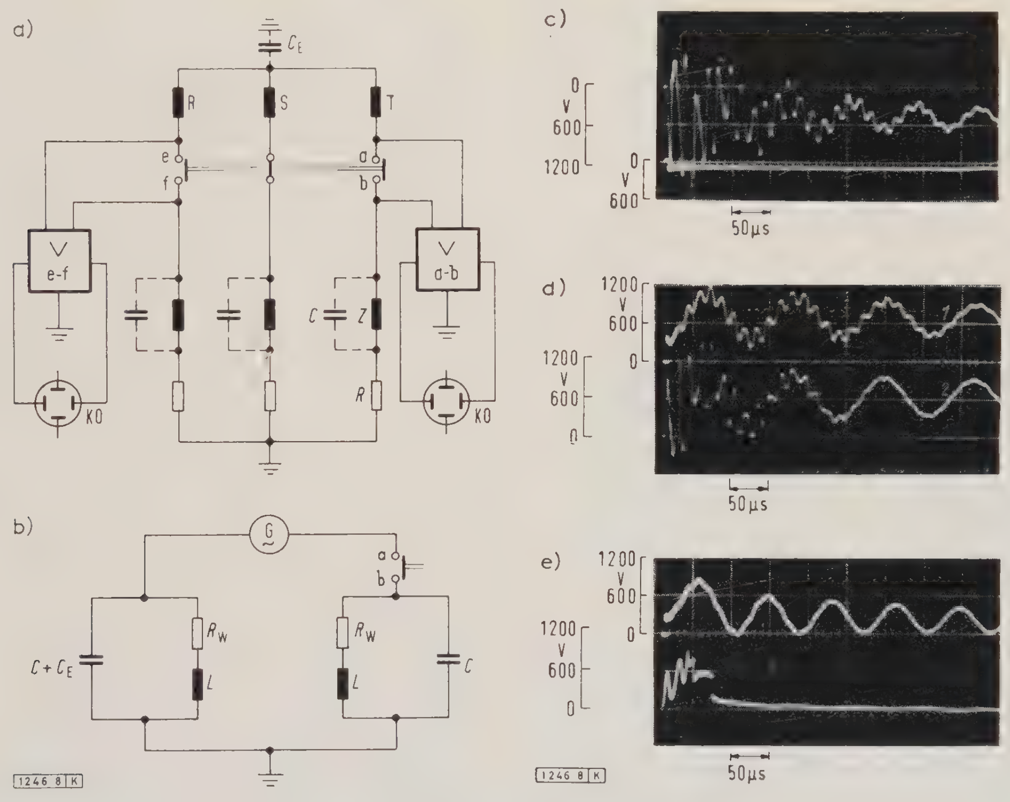


Bild 8. Drehstromprüfkreis mit zweipoliger Abschaltung.

a) Schaltung des Drehstromkreises,

b) vereinfachtes Ersatzschaltbild, Kontakt a—b löscht zuletzt,

c) Oszillogramm der wiederkehrenden Spannung am erstlöschenden Schaltpol,
$U_{Netz} = 550$ V, $I_{Netz} = 100$ A, $\cos\varphi = 0{,}4$; $f_1 \approx 67$ kHz, $f_2 \approx 12$ kHz, $K_{ü} = 2{,}2$,

d) Oszillogramm der wiederkehrenden Spannung,
oben: am erstlöschenden Schalterpol,
unten: am letztlöschenden Schalterpol,
$U_{Netz} = 550$ V, $I_{Netz} = 100$ A, $\cos\varphi = 0{,}4$; $f_1 \approx 67$ kHz, $f_2 \approx 8$ kHz, $K_{ü} = 1{,}6$,

e) Oszillogramm der Wiederzündung der Spannung am letztlöschenden Schalterpol (unten).

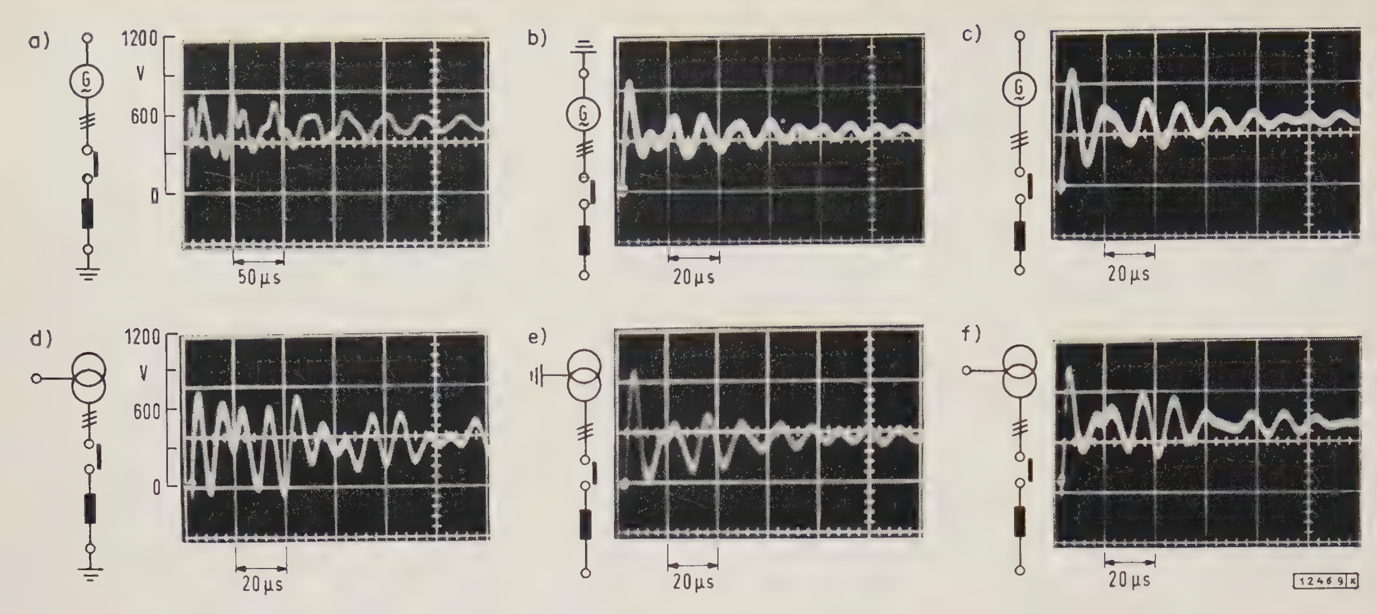


Bild 9. Oszillogramm der wiederkehrenden Spannung am erstlöschenden Schalterpol bei verschiedenen Stromquellen und verschiedenen geerdeten Punkten in einem Drehstromprüfkreis nach Bild 5 a.

a) bis c) Generator $P = 1000$ kVA, $U_{Netz} = 550$ V, $I_{Netz} = 600$ A $\cos\varphi = 0{,}4$,

d) bis f) Transformator $P = 1000$ kVA, $U_{Netz} = 550$ V, $I_{Netz} = 600$ A, $\cos\varphi = 0{,}4$.

Bild		a	b	c	d	e	f
Überschwingungsfaktor $K_ü$		1,2	1,5	1,5	1,3	1,5	1,5
Frequenz f_1	kHz	80	80	80	100	80	80
Frequenz f_2	kHz	27	—	—	80	—	—

Ein Wiederzünden am letztlöschenden Schalterpol wird in Bild 8e gezeigt. Beim Erscheinen der Lichtbogenspannung im Strang T vergrößert sich die Frequenz der Einschwingspannung im Strang R von 8 auf 12 kHz, da die beiden Schwingungskreise der Stränge R und S nunmehr zu einem Kreis mit der Induktivität $L/2$ und der Kapazität $2\,C + C_E$ zusammengeschaltet sind.

Zusammenfassend kann festgestellt werden, daß die beiden Lichtbögen in den letztlöschenden Schalterpolen bei dreipoliger Abschaltung die Lichtbogenlöschung im erstlöschenden Schalterpol erleichtern [4]. Brennt nur einer der beiden Lichtbögen — zweipolige Abschaltung und erstlöschender Schalterpol —, so ergeben sich höhere Überschwingfaktoren.

Einfluß der Erdungsverhältnisse

Es war schon früher gezeigt worden, daß die Frequenz der wiederkehrenden Spannung auch von den Erdungsverhältnissen im Prüfstromkreis abhängt. Bei der Prüfung von Drehstrommotorschaltgeräten gibt es grundsätzlich drei Erdungsmöglichkeiten, und zwar 1. der Sternpunkt der Belastungsimpedanzen wird geerdet, 2. der Sternpunkt der Stromquelle wird geerdet und 3. beide Sternpunkte bleiben ungeerdet.

Die vierte Möglichkeit, die Erdung beider Sternpunkte, kommt nicht in Betracht, weil die stationäre Komponente der wiederkehrenden Spannung am erstlöschenden Schalterpol dann nur gleich der Leitererdspannung wäre, wogegen sie in den anderen Fällen den 1,5-fachen Wert der Leitererdspannung annimmt. Da in der Praxis die Erdungsverhältnisse meistens dem Fall 2 entsprechen, würde also bei Erdung beider Sternpunkte zu milde geprüft werden. Bild 9 zeigt eine Gegenüberstellung der wiederkehrenden Spannungen bei verschiedenen Erdungsverhältnissen. Die in Bild 9a gezeigte Schwingung besteht aus zwei Teilschwingungen und entspricht der Schwingung nach Bild 5e, deren Zustandekommen erläutert wurde. Wird dagegen der Sternpunkt der Stromquelle (Bild 9b) geerdet, so bedeutet das ein Kurzschließen der Erdungskapazität C_E. Der Prüstromkreis enthält zwar auch dann noch zwei Schwingungskreise, die nun jedoch mit gleicher Frequenz und gleicher Phasenlage schwingen. Die Verhältnisse liegen ähnlich, wenn beide Sternpunkte (Bild 9c) nicht geerdet sind. Da die Erdkapazität der Belastungsimpedanzen verschwindend klein ist, bleibt C_E unwirksam. Die wiederkehrenden Spannungen sind daher in den beiden letzten Fällen praktisch gleich, die Beanspruchung des Prüflings ist gegenüber dem ersten Fall schärfer. Die wiederkehrende Spannung erreicht ihren Höchstwert schon nach rund 4 µs; ist dagegen der Sternpunkt der Impedanzen geerdet, so wird der Maximalwert erst nach etwa 9 µs erreicht, außerdem ist der Überschwingfaktor kleiner.

Prüfung mit unterschiedlichen Stromquellen

Die Erdkapazität C_E der Stromquelle hat bei Erdung des Sternpunktes der Impedanzen einen Einfluß auf die wiederkehrende Spannung. Wird eine Stromquelle mit anderer Erdkapazität verwendet, so sind auch andere Einschwingvorgänge zu erwarten. Bild 9d bestätigt diese Überlegung, denn an die Stelle des bisher verwendeten Generators ist ein Transformator gleicher Typenleistung getreten. Seine Erdkapazität ist wesentlich geringer als die des Generators. Prüft man dagegen mit geerdetem Sternpunkt der Strom-

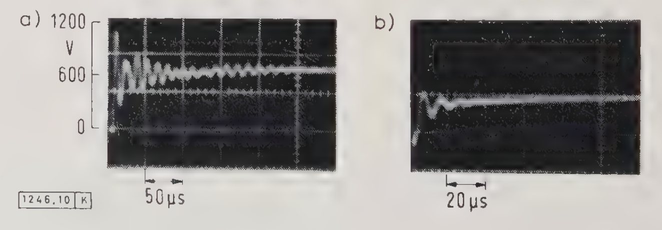


Bild 10. Vergleich der wiederkehrenden Spannung am erstlöschenden Schalterpol eines festgebremsten Drehstrommotors und einer Drehstrombelastung durch Luftdrosselspulen.

a) Drehstromprüfkreis, belastet mit Luftdrosselspulen, nach VDE 0660/12. 52, $U_{Netz} = 550$ V, $I_{Netz} = 600$ A, $\cos\varphi = 0{,}4$; $f \approx 75$ kHz, $K_ü = 1{,}6$, $S = 180$ V/µs,

b) Drehstromprüfkreis, belastet mit festgebremstem Motor, $P_M = 70$ kW, $U_{Netz} = 550$ V; $I_k = 670$ A; $\cos\varphi_k = 0{,}49$; $f \approx 110$ kHz, $K_ü = 0{,}7$, $S = 85$ V/µs.

quelle oder beiderseitig nicht geerdet, so sind die Kurvenformen der wiederkehrenden Spannung für beide Stromquellen sehr ähnlich (Bild 9c und 9f).

Abschalten von Motoren

Es wurde schon darauf hingewiesen, daß die Prüfung mit Luftdrosselspulen eine schärfere Beanspruchung des Schaltgerätes ergibt als die Prüfung mit einem Motor gleicher Stromaufnahme und gleichen Leistungsfaktors. Diese Tatsache wird verständlich, wenn man die wiederkehrende Spannung, die beim Abschalten eines festgebremsten Drehstrom-Kurzschlußläufermotors mit einem Stillstandstrom von 670 A auftritt, mit derjenigen vergleicht, die beim Abschalten einer Drehstrombelastung durch Luftdrosselspulen entsteht (Bild 10).

Tafel 1. Steilheit und Frequenz der wiederkehrenden Spannung beim Abschalten von festgebremsten Motoren.

	Nennleistung des untersuchten Motors	Zeitlicher Spannungsanstieg	Frequenz
	kW	V/µs	kHz
nach *Einsele*	30	31	16
nach *Franken*	50	—	90
nach Bild 10	70	85	110

Die Schwingung verläuft beim Motor stark gedämpft, weil die Schwingungsenergie durch Eisen- und Kupferverluste rasch aufgezehrt wird. Die Frequenz ist groß, da sich an der Schwingung nur die verhältnismäßig kleinen Streuinduktivitäten beteiligen.

Allgemein gültige Relationen zwischen den Überschwingfaktoren bei Belastung durch Luftdrosselspulen und Motorlast lassen sich nicht aufstellen, da es weder für die Drosselspulen noch für die Motoren eindeutige Kenngrößen gibt. Um einen Überblick über die Formen der wiederkehrenden Spannung beim Abschalten von festgebremsten Motoren zu gewinnen, wären systematische Messungen an Motoren der verschiedensten Typen und Größen erforderlich. Erst auf dieser Grundlage wäre eine sichere Beurteilung von Ersatzschaltungen möglich.

In Tafel 1 sind einige der bisher veröffentlichten Werte über die wiederkehrende Spannung beim Abschalten von Motoren mit den Ergebnissen nach Bild 10 verglichen.

Parallelwiderstände zur Luftdrosselspule

In dem Bestreben, die Prüfbedingungen den Verhältnissen beim Abschalten von Motoren besser anzupassen, ist man dazu übergegangen, ohmsche Widerstände zu Luftdrosselspulen im Prüfstromkreis parallel zu schalten. Ihre Größe ist nach dem Entwurf des IEC-Unterkomitees SC 17 B so zu bestimmen, daß sie 2 % des Prüfstromes führen; in einigen Ländern ist dagegen nur 1 % vorgeschrieben (Bild 11 a). Der Parallelwiderstand dämpft die Schwingung; ihre Frequenz ist dann

$$f = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{L\,C} - \left(\frac{1}{2\,R_p\,C}\right)^2}\,. \tag{7}$$

Für

$$R_p \leqq \sqrt{L/(4\,C)} \tag{8}$$

verläuft der Vorgang aperiodisch. Diese Bedingung ist beim Parallelschalten eines Widerstandes, der 1 % des Prüf-

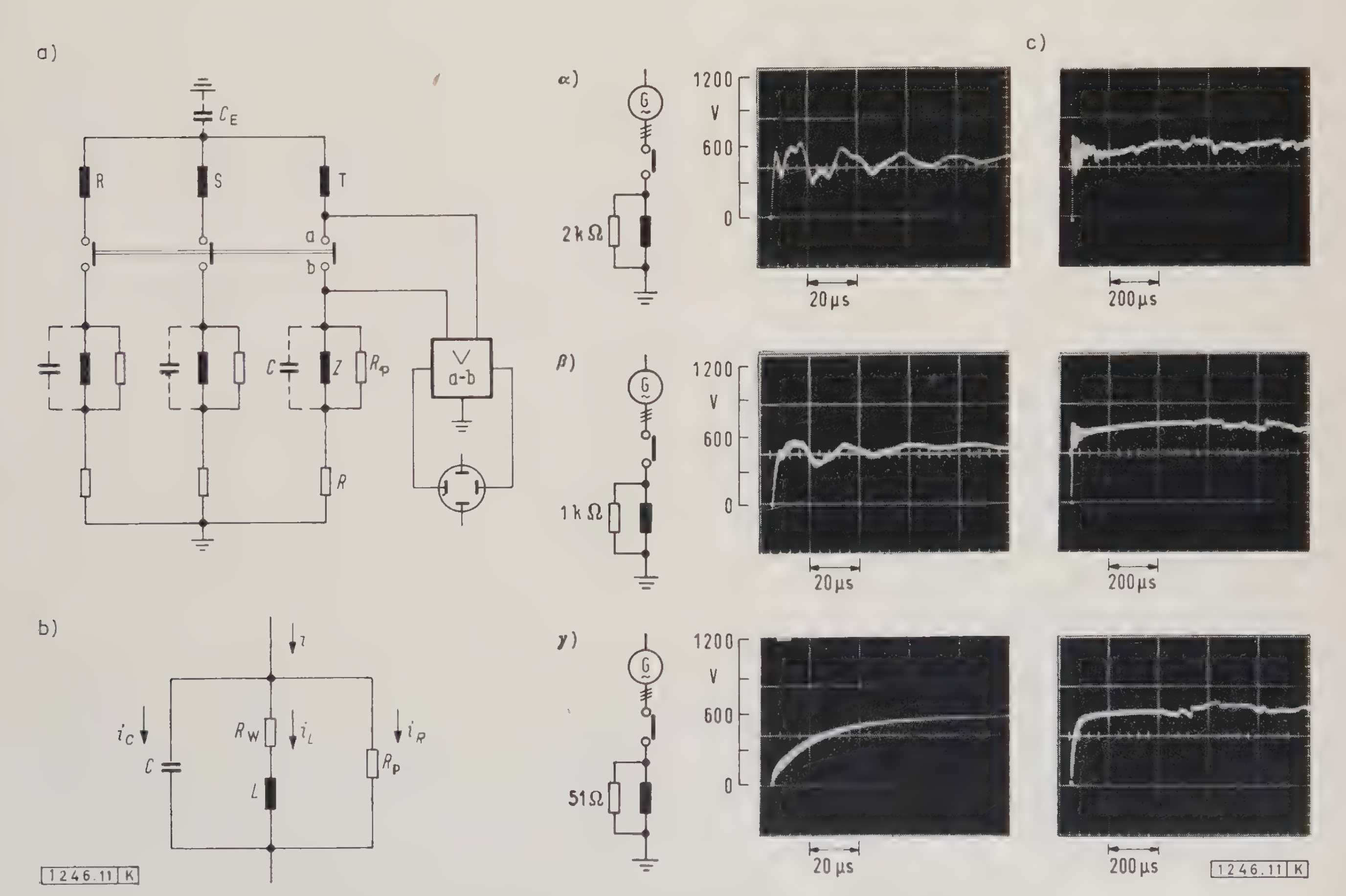


Bild 11. Prüfstromkreis mit Parallelwiderständen zu den Luftdrosselspulen.

a) Schaltung des Prüfstromkreises,

b) Ersatzschaltbild einer Drosselspule,

c) Oszillogramme der wiederkehrenden Spannung bei verschieden großen Parallelwiderständen, $U_{\text{Netz}} = 550$ V, $I_{\text{Netz}} = 600$ A, $\cos\varphi = 0{,}4$.

α) $K_ü = 1{,}0$ β) $K_ü = 0{,}9$ γ) $T = 20\,\mu s$

stromes übernimmt, zur Luftdrosselspule im allgemeinen erfüllt, wie folgendes Beispiel zeigen möge: Im Drehstrom-Prüfkreis nach Bild 11 a (I = 600 A) beträgt die Induktivität einer Drosselspule $L = 1{,}52$ mH. Damit folgt aus

$$f \approx \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{LC}} = 80 \text{ kHz} \qquad (9)$$

für die Windungskapazität ein Wert von $C = 2{,}6 \cdot 10^{-9}$ F. Gl. (6) liefert als Grenzwert für den aperiodischen Verlauf des Einschwingvorganges einen Parallelwiderstand von $R_p = 382\,\Omega$. Ein Widerstand, der 1 % des Prüfstromes übernimmt, darf aber im betrachteten Fall nur eine Größe von 51 Ω haben.

Die wiederkehrenden Spannungen bei verschieden großen Parallelwiderständen R_p zeigen die Oszillogramme Bild 11 c. Es ist darauf hinzuweisen, daß die Parallelwiderstände induktionsarm sein müssen. Bei den besprochenen Versuchen wurden sowohl Kohlewiderstände als auch bifilar gewickelte Spulen verwendet. Schon die normalen Laboratoriums-Schiebewiderstände geben ein verfälschtes Bild.

Bei $R_p = 2\,\text{k}\Omega$ sind beide Komponenten der Schwingung deutlich ausgeprägt, während bei $R_p = 1\,\text{k}\Omega$ die Komponente mit der höheren Frequenz — wie zu erwarten ist — fast völlig verschwunden ist. Nur die Komponente mit der niedrigeren Frequenz tritt noch, stark gedämpft, in Erscheinung. Wird der Widerstand so groß, daß er 1 % des Prüfstromes führt, so kehrt die Spannung aperiodisch wieder. In diesem Fall hat der Widerstand den Wert von 45 Ω. Für die Berechnung der Zeitkonstante dieses Vorganges kann die Parallelkapazität C, da R_p klein ist, vernachlässigt werden. Es ergibt sich dann die Zeitkonstante zu $T = L/R_p = 30\,\mu\text{s}$.

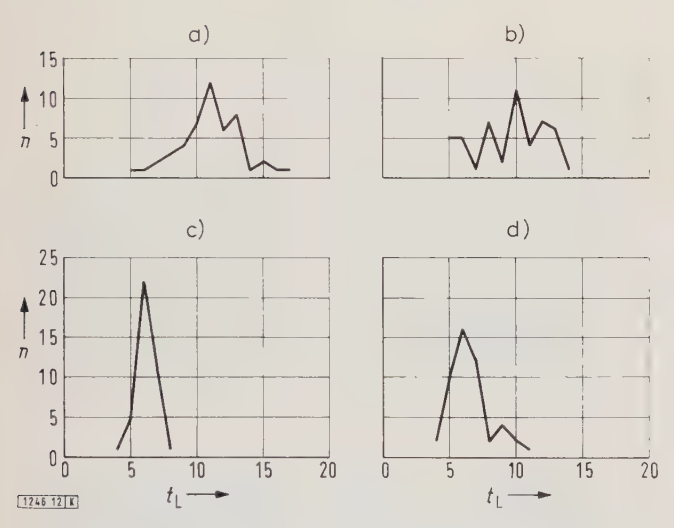


Bild 12. Häufigkeit der Lichtbogenzeiten bei 50-maligem Schalten.

a) Drehstromprüfkreis nach VDE 0660, $U_{Netz} = 550$ V, $I_{Netz} = 700$ A, $\cos\varphi = 0{,}4$,

b) Drehstromprüfkreis mit Luftdrosselspulen mit parallelgeschalteten 1-kΩ-Widerständen, $U_{Netz} = 550$ V, $I_{Netz} = 700$ A, $\cos\varphi = 0{,}4$,

c) Drehstromprüfkreis mit parallelgeschalteten 45-Ω-Widerständen, $U_{Netz} = 550$ V, $I_{Netz} = 700$ A, $\cos\varphi = 0{,}4$,

d) Drehstromprüfkreis mit festgebremstem Motor, $P_M = 70$ kW; $U_{Netz} = 500$ V. $I_k = 670$ A, $\cos\varphi = 0{,}49$

Aus dem Oszillogramm Bild 11 c γ ergibt sich die Zeitkonstante zu $T = 20\,\mu\text{s}$, also zu einem geringeren Wert, weil die Stromverdrängung infolge der raschen Stromänderung den Wirkwiderstand erhöht.

Die Verkleinerung der Überschwingfaktoren beim Parallelschalten von Widerstand zu den Drosselspulen hat einen Einfluß auf die Lichtbogenzeiten und auf den Prozentsatz der Ausschaltungen, bei denen das Schaltgerät unter sonst gleichen Bedingungen in allen Polen im ersten Strom-Nulldurchgang abschaltet. Bild 12 gibt einen Überblick über die Lichtbogenzeiten bei verschieden großen Parallelwiderständen. Je Widerstandseinstellung wurde 50-mal geschaltet. Zum Vergleich sind die Lichtbogenzeiten beim Abschalten eines festgebremsten Motors und eines Prüfstromkreises mit Belastung durch reine Luftdrosselspulen nach VDE 0660 eingetragen.

Ein Vergleich der Oszillogramme Bild 10 und 11 c sowie der Lichtbogenzeiten Bild 12 zeigt, daß die Belastung nur durch Luftdrosselspulen gegenüber dem Motor eine Erschwerung der Prüfbedingungen bringt, während das Abschalten von Drosselspulen mit Parallelwiderständen, die 1 % des Prüfstromes führen, im vorliegenden Fall eine Erleichterung darstellt.

Beim Abschalten des festgebremsten Motors wurde bei 14 % der Ausschaltungen der erste Nulldurchgang übersprungen, dagegen wurde bei der Belastung mit Luftdrosselspulen und Parallelwiderständen für 1 % des Prüfstromes nur Halbwellenlöschungen registriert.

Zusammenfassung

Die wiederkehrende Spannung an den Kontakten eines dreipoligen Luftschützes wurde für verschiedene Prüfstromkreise oszillographisch untersucht. Es wurde festgestellt, daß die Kurvenform dieser Spannung vorwiegend durch die Induktivität und die Windungskapazität der Drosselspulen bestimmt wird. Auch die Erdkapazität der Stromquelle kann die Einschwingfrequenz beeinflussen. Es hängt jedoch von den Erdungsverhältnissen ab, ob diese Kapazität zur Wirkung kommt. Dies ist in Drehstromkreisen nur dann der Fall, wenn der Sternpunkt der Belastungsimpedanzen geerdet ist.

Sind Oszillographenschleifen zu den Schaltstrecken parallelgeschaltet, so wird vor allem die Frequenz der wiederkehrenden Spannung beeinflußt. Eine Auswirkung auf die Lichtbogendauer ließ sich an dem untersuchten Schütz nicht feststellen, sofern der Widerstand im Schleifenzweig mindestens 10 kΩ betrug.

Dagegen verkürzt die Lichtbogenspannung an den letztlöschenden Schalterpolen die Lichtbogendauer am erstlöschenden.

Bei zweipoliger Abschaltung von Drehstromkreisen erhält man wegen der fehlenden Lichtbogenspannung in einem Strang größere Überschwingfaktoren der wiederkehrenden Spannung und somit härtere Schaltbedingungen sowohl für den erstlöschenden als auch für den letztlöschenden Schalterpol.

Belastungsversuche mit Luftdrosselspulen, Luftdrosselspulen mit Parallelwiderständen und Motorlast ergaben, daß die erste Art der Belastung schärfere Bedingungen schafft als die letzte. Bei Verwendung von Parallelwiderständen für 1 % des Prüfstromes zu den Drosselspulen ist die Prüfbedingung leichter als mit einem festgebremsten Motor.

Schrifttum

[1] *Cohn, A.:* IEC-Unterkomitee SC 17 B „Niederspannungs-Schaltgeräte." Elektronorm Bd. 14 (1960) S. 4–6.
[2] *Eidinger, A.:* Lichtbogenlöschung und wiederkehrende Spannung in Niederspannungsschaltgeräten. VDE-Fachber. Bd. 20 (1958) S. 68–70.
[3] *Rüdenberg, R.:* Elektrische Schaltvorgänge in Starkstromanlagen. 4. Aufl. Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg 1953.
[4] *Franken, H.:* Diskussionsbeitrag zum VDE-Fachber. Bd. 19 (1956) S. I/79–I/80.
[5] *Kündiger, E.:* Das Abschalten von Käfigläufermotoren. ETZ Bd. 71 (1950) S. 609–611.
[6] *Ecker, G.:* Der Schaltvorgang beim Kurzschlußläufermotor. ETZ-A Bd. 73 (1952) S. 716–718.
[7] *Rühlemann, E.:* Beitrag zur Wechselstromabschaltung von Motorlast kleiner Nennstromstärken. VDE-Fachber. Bd. 19 (1956) S. I/74–I/79.
[8] *Franken, H.:* Diskussionsbeitrag zum VDE-Fachber. Bd. 20 (1958) S. 71 bis 72.
[9] *Einsele, A.:* Diskussionsbeitrag zum VDE-Fachber. Bd. 19 (1956) S. I/80 bis I/81.

Spezial-Drehkondensator zur Messung sehr kleiner Kapazitäten

Von **Werner Wießner**, Braunschweig*)

(Mitteilung aus der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt)

DK 621.319.43.08 : 621.317.335.2

Das im folgenden beschriebene Gerät ist ein Drehkondensator mit Fein-Einstellmechanismus bei kleinem Variationsbereich. Es erlaubt die Bestimmung sehr kleiner Kapazitätsunterschiede im unmittelbaren Substitutionsverfahren. Das charakteristische Merkmal der vorliegenden Konstruktion ist die Verwendung eines elektrisch nicht angeschlossenen Rotors. Verschiedene Nachteile, die den früheren Bauformen anhafteten, sind behoben. In seinem derzeitigen Entwicklungszustand gestattet der Kondensator die Messung einer Kapazität von 0,1 pF mit einer Unsicherheit von weniger als 0,1 %.

Messung kleiner Kapazitäten

Mit dem Fortschreiten der industriellen Entwicklung wachsen ständig die an die Meßtechnik gestellten Anforderungen. Auf dem Gebiet der Kapazitätsmessung müssen auch bei sehr kleinen Kapazitäten Präzisionsmeßverfahren angewendet werden. Als „klein" sei in diesem Zusammenhang eine Kapazität von 0,1 bis zu etwa 0,01 pF bezeichnet. Mit solchen kleinen Kapazitäten hat man es vielfach in der Nachrichtentechnik (Elektronenröhren) zu tun. Die Bestimmung kleiner Kapazitätsdifferenzen interessiert unter anderem bei der Messung von mechanischen Verschiebungen, Drücken, Temperaturen usw. auf kapazitiver Grundlage.

Für die Messung kleiner Kapazitäten findet man im Schrifttum zahlreiche Verfahren [1, 2, 3] (vgl. insbesondere die Schrifttumsangaben in [2]). Sie sind jedoch entweder mit größerem Aufwand verbunden oder genügen nicht mehr den heutigen Genauigkeitsansprüchen.

Eine Kapazitätsmessung liefert im allgemeinen dann die zuverlässigsten Ergebnisse, wenn sie mit Hilfe einer geeigneten Brückenschaltung, etwa der Brücke nach *Giebe* und *Zickner* [4], im Substitutionsverfahren durchgeführt wird. Voraussetzung ist dabei, daß als Substituent ein Normal passender Größe zur Verfügung steht. Im Bereich kleiner Kapazitäten benutzt man hierfür im allgemeinen einen Drehkondensator oder Kapazitätsvariator mit geringer Steigung (Kapazitätszuwachs je Skalenteil), wobei die Größe des Meßobjektes aus der Differenz zweier Einstellungen bestimmt wird. Für diesen Zweck eignen sich besonders die kommerziellen Normal-Drehkondensatoren kleinster Steigung (rd. 0,1 pF/Skt; Skalenteil = Winkelgrad). Außerdem benutzt man hierzu auch den Kohlrausch-Schraubkondensator [2, 5, 6], dessen Charakteristik bei großem Plattenabstand nahezu linear (insgesamt hyperbolisch) verläuft und der in diesem Bereich Messungen mit einer Unsicherheit von etwa 0,001 pF zuläßt. Die Handhabung dieses Kondensators in seiner gewohnten Bauweise ist jedoch dann mühsam, wenn jede Einstellung viele Trommeldrehungen erfordert. Da sich außerdem die Lagenänderung der beweglichen Elektrode aus einer Translation in Achsenrichtung und einer Rotation um die Achse zusammensetzt, können schon kleine Bauungenauigkeiten oder Verschleißeinflüsse zu Verzerrungen der Kapazitätskurve führen, deren Brücksichtigung bei der Auswertung von Messungen schwierig, wenn nicht gar praktisch unmöglich ist.

Kleine Kapazitäten werden häufig gemessen, indem man unter Verzicht auf die Vorteile des Substitutionsverfahrens eine Meßbrücke schiefarmig benutzt. Die Forderung „genauer" Werte setzt in diesem Fall die Kenntnis der nicht minder genauen Kenngrößen von drei der vier Brückenzweige voraus. Die Schwierigkeiten, diese Kenntnisse bei Meßbrücken für sehr kleine Kapazitäten zu erlangen, sind bekannt.

Als brauchbare Vergleichsnormale festen Wertes für den Bereich kleiner und kleinster Kapazitäten stehen heute Blendenkondensatoren verschiedener Bauart zur Verfügung [7 bis 11]. Sie sind grundsätzliche Dreipole. Zwischen zwei ortsfesten Elektroden wird eine mit Gehäuse (Erde) verbundene und mit einem zentrischen Loch versehene Scheibe („Blende") eingeschoben, so daß die zwischen den Elektroden bestehende Kapazität von der jeweiligen Größe des Loches abhängt. Zur Ausschaltung der Kapazität ersetzt man die gelochte durch eine nichtgelochte Scheibe von sonst gleicher Form. Bild 1 zeigt ein Schema des Blendenkondensators. Es wurden auch schon Blendenkondensatoren mit veränderbarer Lochgröße („Irisblende") konstruiert und hergestellt. Sie haben sich aber wegen unbefriedigender Reproduzierbarkeit bei kleinen Lochdurchmessern nicht durchgesetzt.

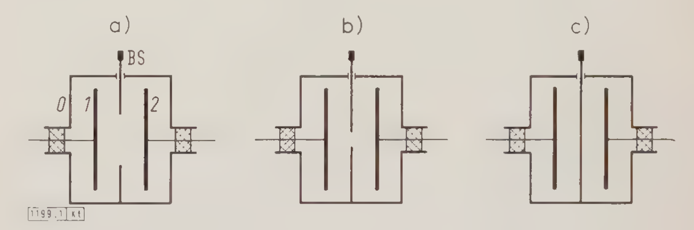


Bild 1. Blendenkondensator in schematischer Darstellung.

a) mit großer Teilkapazität k_{12},
b) mit kleiner Teilkapazität k_{12},
c) mit $k_{12} = 0$.
0 Gehäuse
1, 2 Leitersysteme
BS Blendenschieber

Gegenüber den Normalen festen Wertes gibt es bis heute — mindestens in der industriellen Fertigung — keinen Drehkondensatortyp, der die Messung (im Prinzip) beliebig kleiner Kapazitäten im Substitutionsverfahren mühelos und hinreichend sicher gestattet. Durch Schaffung eines solchen dürften sich unter anderem auch die Kapazitäten von Blendenkondensatoren bei geringen Lochdurchmessern mit größerer Sicherheit bestimmen lassen als bislang.

Vor einigen Jahren wurde von *Blechschmidt* [12] ein Schaltelement von der äußeren Form eines Normal-Luftkondensators nach Modellen der PTR entwickelt, das — in Reihe geschaltet mit einem Drehkondensator kleiner Steigung und gegebenenfalls einem zu diesem parallelen Festkondensator — rechnerisch sehr kleine Steigungsfaktoren (z. B. 0,000006 pF/Skt) zu erreichen gestattet. Die Größe der bei dieser Konstruktion auftretenden Anfangskapazität (rd. 1 pF) und die Tatsache, daß mehrere Kondensator-Einheiten benötigt werden, waren der Anlaß, die Lösung des Problems der Messung sehr kleiner Kapazitäten auf einem anderen Weg zu suchen.

Konstruktionsziele

Der zu entwickelnde Drehkondensator sollte zunächst einmal einen Steigungsfaktor haben, der um eine Zehnerpotenz oder mehr unter dem der vorhandenen Drehkonden-

---

*) Dr. rer. nat. *W. Wießner* ist wissenschaftlicher Mitarbeiter im Laboratorium für Wechselstromnormale der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt in Braunschweig.

satortypen liegt. Da bei der Messung kleiner Kapazitäten jeder kapazitive Zusatz zum Meßobjekt die Unsicherheit erhöht, ist eine möglichst kleine Anfangskapazität des Kondensators notwendig. Es wurde eine technisch einfache Bauweise angestrebt, die auch bei längerem Gebrauch keine Änderung der Kapazitätswerte infolge Verschleißes erwarten läßt.

Nebenbei schien es zweckdienlich, konstruktiv für einen möglichst kleinen Verlustfaktor der benutzten Teilkapazität des Kondensators zu sorgen.

In seiner äußeren Form sollte das Gerät den Normal-Luftkondensatoren nach Modellen der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt (PTB)[1] angepaßt werden, um seinen Anschluß durch einfaches Aufsetzen auf einen der bekannten Untersätze [5] zu ermöglichen.

Entwurfsgrundlagen

Bei der Konstruktion eines Drehkondensators geringer Steigung drängt sich zwangsläufig der Gedanke an das „Differentialprinzip" auf. Es besteht in diesem Fall darin, daß Rotor oder Stator eine Stufe erhalten, deren Höhe die Größe des Steigungsfaktors maßgebend bestimmt. Kondensatoren dieser Art sind bereits im Schrifttum erwähnt [13, 5, 2]. Sie weisen jedoch neben ihren unbestreitbaren Vorzügen gewisse Mängel auf, die seinerzeit nicht ins Gewicht fielen, beim heutigen Stande der Meßtechnik aber Beachtung verlangen, nämlich hohe Anfangskapazität, starke Empfindlichkeit gegen Änderungen des Abstandes zwischen Stator und Rotor, Verzerrung der Kapazitätskurve durch Hilfsbauteile (Stützen, Verschraubungen u. dgl.), Stromzuführung zum Rotor durch seine Achsenlager, Handempfindlichkeit des auf der Drehachse angebrachten Bedienungsknopfes, merklicher Verlustfaktor. Im folgenden wird gezeigt, wie sich diese Mängel in einfacher Weise beheben oder weitgehend vermindern lassen.

Zuvor sei zur Terminologie gesagt: Der Begriff „Differentialkondensator", der nach der Ausdrucksweise im Schrifttum auch für das hier zu beschreibende Gerät benutzt werden soll, könnte zunächst mißverständlich sein und den Leser z. B. an einen „Differenz-Kondensator" denken lassen. In Übereinstimmung mit der Auffassung von *Zickner* sei daher definiert:

> Der Differenz-Kondensator ist ein dreipolig anzuwendender Kondensator, bei dem die Differenz zwischen zweien seiner drei Teilkapazitäten meßtechnisch benutzt wird.
>
> Der Differential-Kondensator ist ein dreipolig anzuwendender Kondensator, bei dem nur eine seiner drei Teilkapazitäten Meßzwecken dient und die beiden übrigen durch Verlegung in geeignete Brückenzweige oder -diagonalen einflußlos gemacht werden, und der seiner Bauart nach erlaubt, konstruktiv im Prinzip auch kleinste Kapazitätsänderungen zu realisieren.

Im Sinne vorstehender Begriffserklärung wird der zu entwerfende Kondensator schaltungsmäßig als Dreipol ausgeführt. Äußere Anschlüsse sind für die Leitersysteme *1* und *2* sowie für das Gehäuse *0* vorgesehen. Die Systeme *1* und *2* werden als fest eingebaute Elektroden in Form von Halbkreisplatten ausgeführt (Statoren). Die Rotorplatte ist mit keinem der beiden Systeme elektrisch verbunden und auch gegen ihre am Gehäuse gelagerte Drehachse isoliert; sie befindet sich in der Regel, ihrer Höhenlage nach, symmetrisch zwischen den beiden Statoren.

Um von Vertikalverschiebungen des Rotors gegen die Statoren weitgehend unabhängig zu werden, macht man zunächst die Plattenabstände, die früher z. B. 0,7 mm [13] betrugen, erheblich größer, so daß betragsgleiche Verschiebungen weniger zur Wirkung kommen als früher.

[1] früher: Physikalisch-Technische Reichsanstalt (PTR).

Damit wird gleichzeitig die Anfangskapazität des Kondensators kleiner.

Das Prinzip des elektrisch „freischwebenden" Rotors bringt demgegenüber eine grundsätzliche Verbesserung. Bei den früheren Konstruktionen bildeten die Statoren zusammen das eine, der Rotor das andere System. Die interessierende Teilkapazität des Kondensators bestand demnach aus der Parallelschaltung der beiden Kapazitäten Rotor gegen ersten Stator und Rotor gegen zweiten Stator. Verschiebt sich bei dieser Anordnung die Rotorscheibe aus ihrer ursprünglichen Mittellage (Abstand von jedem der beiden Statoren $= a$) um 10 % des Abstandes (Δa), so vergrößert sich die Kapazität des Kondensators um 1 %, wie eine einfache Rechnung mit ε als Dielektrizitätskonstante und F als Fläche der Platten zeigt:

$$C = C_1 + C_2 = \varepsilon F \left(\frac{1}{a + \Delta a} + \frac{1}{a - \Delta a} \right) \approx$$
$$\approx 2 \cdot \frac{\varepsilon F}{a} \left[1 + \left(\frac{\Delta a}{a} \right)^2 \right].$$

Ergreift man die sonst unübliche Maßnahme des elektrisch nicht angeschlossenen Rotors, so besteht die wirksame Kondensatorkapazität im wesentlichen aus der Reihenschaltung der beiden mit C_1 und C_2 bezeichneten Kapazitäten, und eine analoge Rechnung wie oben ergibt:

$$C = \frac{C_1\, C_2}{C_1 + C_2} = \varepsilon F \frac{\dfrac{1}{a + \Delta a} \cdot \dfrac{1}{a - \Delta a}}{\dfrac{1}{a + \Delta a} + \dfrac{1}{a - \Delta a}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\varepsilon F}{a}.$$

Eine Verschiebung des Rotors ist danach ohne Einfluß auf die Gesamtkapazität. Diese hängt ausschließlich vom lichten Abstand zwischen den beiden Statorplatten ab und ist gegenüber den älteren Konstruktionen etwa um den Faktor 4 vermindert. Eine strengere Berechnung — siehe weiter unten — wird zeigen, daß die getroffenen Feststellungen zwar nicht exakt, aber doch in hinreichender Näherung zutreffen.

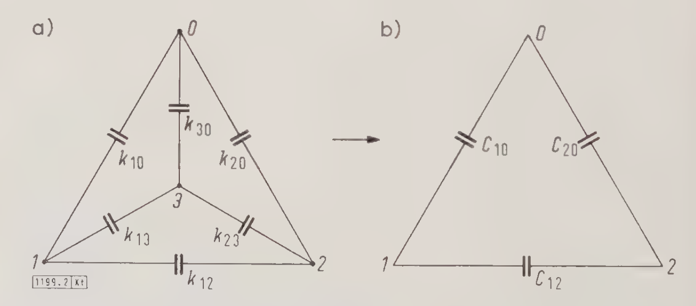


Bild 2. Grundsätzliche Darstellung zur Netzwerkberechnung des Differentialkondensators mit elektrisch nicht angeschlossenem Rotor.

a) System der Elektroden und der zwischen ihnen bestehenden Kapazitäten,
b) System der nach außen wirksamen Teilkapazitäten.
0 Gehäuse
1, 2 Statoren
3 Rotor
C_{12} Meßkapazität
C_{10}, C_{20} Gehäusekapazitäten

Von der Methode des elektrisch nicht angeschlossenen Rotors machte übrigens 1929 schon *Griffiths* [14] bei der Konstruktion temperaturkonstanter Kapazitätsnormale Gebrauch, um ebenfalls von Verschiebungen der Rotoren unabhängig zu werden.

Die in dem durch den Kondensator dargestellten Netzwerk auftretenden Teilkapazitäten gegen das Gehäuse, die

zum Teil aus Reihenschaltungen bestehen, sind für Kapazitätsmessungen ohne Belang und können überdies durch Anwendung eines Hilfsweges nach *Wagner* [15] aus der Meßbrücke entfernt werden.

Die den Steigungsfaktor bewirkende Stufe kann grundsätzlich am Rotor oder Stator angebracht werden. Es schien konstruktiv einfacher, hierfür den Rotor zu wählen. Dieser besteht demnach aus einer Vollkreisplatte, deren einer Halbkreisabschnitt gegenüber dem anderen verdickt ist. Die beiden flächengleichen halbkreisförmigen Statorplatten werden senkrecht übereinander, über bzw. unter dem Rotor, konzentrisch mit diesem und parallel zu seiner Ebene montiert. Die kleinste bzw. größte Kapazität erhält man, wenn der dünne bzw. der dicke Rotorteil ganz zwischen die Statorplatten eingedreht ist.

Von den Normal-Drehkondensatoren üblicher Bauweise ist bekannt, daß die das Statorsystem tragenden Stützen zu Verzerrungen der Kapazitätskurve, d. h. Abweichungen von der Linearität, Anlaß geben. Bei Drehkondensatoren kleiner Steigung bringt diese Tatsache einen zusätzlichen Unsicherheitsfaktor mit sich, wenn man in Ermangelung geeigneter Normale die auf der Skale des Drehkondensators festlegbaren Meßpunkte nicht beliebig dicht wählen kann und interpolieren muß. Von Vorteil ist hier ein Drehkondensator, dessen Kapazität definitionsgemäß im wesentlichen linear vom Drehwinkel abhängt. Um insbesondere den Stützeneinfluß weitgehend auszuschalten, empfiehlt es sich, den für die Meßkapazität maßgebenden Teil-Innenraum mit einer zusätzlichen, mit dem Gehäuse elektrisch verbundenen Abschirmung derart zu umgehen, daß Statorstützen und Rotorachse außerhalb liegen. Die Rotorscheibe tritt in diesen Raum durch einen Schlitz entsprechender Breite und Höhe ein; die Befestigung der Statorplatten und ihr elektrischer Anschluß erfolgen durch möglichst kleine Löcher des abschirmenden Blechmantels. Die gesamte Anordnung wird vom äußeren Gehäuse umschlossen, so daß sämtliche Teilkapazitäten des Gerätes definiert sind.

Ein streng linearer Verlauf der Kapazität kann bei dieser Konstruktion nicht erwartet werden. Führt man mit den Bezeichnungen in Bild 2 eine Umrechnung des gegebenen Netzwerks in ein Dreieck durch, so erhält man für die zwischen den Anschlüssen *1* und *2* liegende Teilkapazität den Ausdruck:

$$C_{12} = k_{12} + \frac{k_{13}\, k_{23}}{k_{13} + k_{23} + k_{30}} .$$

Hierin ist k_{12} ein Festwert, der konstruktiv sehr klein gemacht werden kann; k_{13} und k_{23} sind nahezu gleich und hängen im gleichen Sinne vom Drehwinkel ab, wenn die Verdickung des Rotors — bezogen auf den dünneren Rotorteil — symmetrisch nach oben und unten durchgeführt ist. (Einseitige Verdickung würde z. B. eine konstante Teilkapazität k_{23} bewirken.) Die Größe k_{30} hängt in geringem Maße vom Drehwinkel ab und ist infolge der Isolation zwischen Rotorscheibe und Rotorachse als einzige der hier interessierenden Teilkapazitäten verlustbehaftet. Ein exakt linearer Gang von C_{12} mit dem Drehwinkel würde sich theoretisch für $k_{30} = 0$ ergeben.

Die Stern-Dreiecks-Rechnung liefert für den Verlustfaktor von C_{12} den Wert:

$$\tan \Delta_{12} = - \frac{k_{30}}{k_{13} + k_{23} + k_{30}} \cdot \tan \delta_{30} .$$

Er verschwindet für $k_{30} = 0$ und erscheint sonst als negative Größe. Ist k_{30} von derselben Größenordnung wie k_{13} und k_{23}, so ist sein Betrag etwa ein Drittel desjenigen von $\tan \delta_{30}$. Bei Aufstellung der vorstehenden Formel wurde zur Vereinfachung davon Gebrauch gemacht, daß $\tan^2 \delta_{30}$ sehr klein gegen 1 ist, und daß die unmittelbare Teilkapazität k_{12}

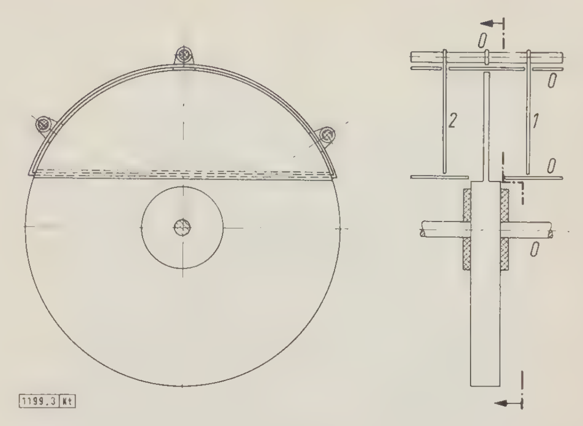


Bild 3. Differentialkondensator mit versetzter Rotorstufe in schematischer Darstellung.

praktisch vernachlässigt werden kann. Eine genauere Betrachtung liefert für $\tan \Delta_{12}$ einen betragsmäßig noch etwas kleineren Wert.

Um die oben getroffene Annahme der Verlustfreiheit von k_{12} zu verwirklichen, werden die beiden Statoren *1* und *2* gegen das Gehäuse 0 derart elektrisch isoliert und mechanisch mit ihm verbunden, daß sich zwischen ihnen selbst kein festes Dielektrikum befindet. Gleichwohl sind die benötigten Isolatoren (aus einem Werkstoff möglichst kleiner Dielektrizitätszahl) so anzuordnen, daß keine der von *1* nach *2* verlaufenden Feldlinien in das Dielektrikum eindringen [16].

Da die Rotorscheibe gegen ihre mit dem Gehäuse verbundene Drehachse isoliert ist, entfällt die bei früheren Differential-Kondensatoren als störend empfundene Handempfindlichkeit. Außerdem erübrigt sich eine Stromzuführung durch die Achsenlager, also die Verwendung von Kontaktfedern, -bürsten oder dergleichen zum elektrischen Anschluß des beweglichen Systems. Der Kondensator enthält damit praktisch keine Stelle, an der sich Verschleißerscheinungen (Übergangswiderstände, Lockerungen) auf die Kapazitätskurve nachteilig auswirken könnten.

Praktische Ausführung und Meßergebnisse

Ein nach den vorstehenden Gesichtspunkten konstruierter Kondensator wurde hergestellt[2]). Als erstes Versuchsmodell gedacht, weist er einige technische Vereinfachungen auf, die bei späteren Ausführungen geändert wurden. Bild 3 zeigt das Schema des Gerätes. Die in der Mitte der Statorstützen eingezeichneten, mit dem Gehäuse verbundenen Metallscheibchen waren beim ausgeführten Modell noch nicht vorhanden. Ansichten des Kondensators bringen die Bilder 4 und 5. Das äußere Gehäuse ist in der Schemazeichnung fortgelassen, bei den Lichtbildern entfernt.

Die Hauptvereinfachung des ersten Modells besteht darin, daß die Rotorstufe nicht durch den Mittelpunkt der Rotorscheibe verläuft, sondern seitlich versetzt ist (Bild 3, 4). Ein offensichtlicher Nachteil dieser Anordnung besteht darin, daß wegen der Lage der Stufe nur etwa 140 Winkelgrade der 180 ° umfassenden Einstellskale für die Benutzung in Betracht kommen. Die auch bei den üblichen Normal-Drehkondensatoren am Skalenanfang und Skalenende auftretenden Randeinflüsse schränken den nutzbaren Bereich weiter auf etwa 120 ° ein.

Die Stufenversetzung hat (zusätzlich zu der oben besprochenen Wirkung von k_{30}) geringe Abweichungen des

[2]) Die beschriebenen Kondensatoren (siehe auch weiter unten) wurden freundlicherweise von der Firma Oberingenieur F. Polland (Mönkeberg über Kiel, Stubenrauchstraße 26) angefertigt, wofür an dieser Stelle bestens gedankt sei. Der Dank des Verfassers gebührt auch Oberregierungsrat Dr.-Ing. *H. Hoyer* für manche anregende Besprechung sowie dem Technischen Angestellten *Klaus Dröge*, der sich an der Planung beteiligte, die Messungen und einen Teil der umfangreichen Auswertungen durchführte.

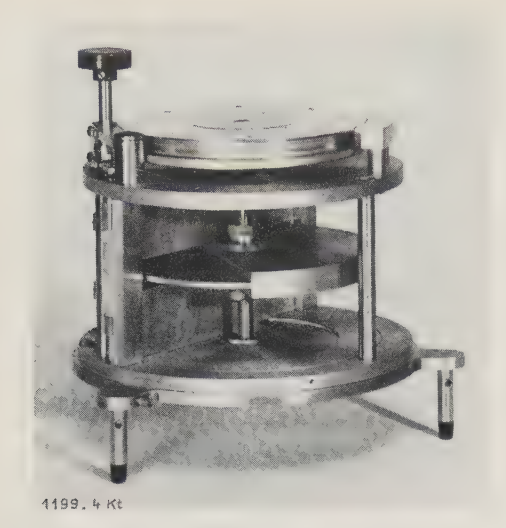


Bild 4. Versuchsmodell des Differentialkondensators mit Rotorstufe, Drehachse und innerer Trennwand.

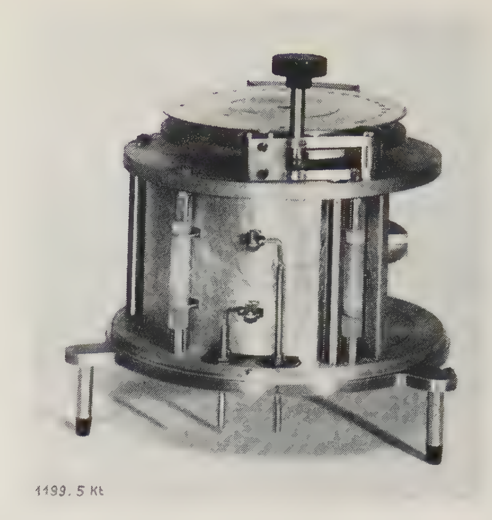


Bild 5. Versuchsmodell des Differentialkondensators mit Stützen, Stromzuführungen der Statoren und innerer Trennwand.

Kapazitätsverlaufs von der Linearität zur Folge. Der Flächenanteil F des verdickten Rotorabschnitts, der beim Einstellen auf den Skalenteil φ in das innere Abschirmgehäuse eintritt und damit einen flächengleichen Teil des dünneren Abschnitts ersetzt, ändert sich nämlich nach der Beziehung:

$$F(\varphi) = \frac{\pi R^2}{360°} \cdot \varphi - r^2 \cdot \tan \frac{\varphi}{2} .$$

Dabei bedeuten R den Rotorhalbmesser, r den Abstand der Stufe vom Rotormittelpunkt. Wie man sich leicht überzeugt, verläuft die Kurve $F(\varphi)$ im hier interessierenden Winkelbereich fast linear, ist oberhalb 120 ° stärker gekrümmt und zeigt nach dem Überschreiten von 140 ° (der Stufenlage entsprechender Zentriwinkel) einen steilen Abfall. Der letztgenannte Kurventeil ist physikalisch nicht reell; er kennzeichnet den Winkelbreich, in dem sich zwischen den beiden Statoren ausschließlich der dickere Rotorabschnitt bewegt, die Kapazität also unverändert bleibt. Um diesem Sachverhalt zu entsprechen, müßte die Kurve $F(\varphi)$ in eine waagerechte Gerade einlaufen.

Der ausgeführte Kondensator hatte die folgenden Hauptabmessungen:

Durchmesser der Rotorscheibe	124 mm
Dicke des dünneren Rotorabschnittes	2 mm
Dicke des dickeren Rotorabschnittes	12 mm
lichter Abstand der Statoren	32 mm
Abstand der Stufe vom Rotormittelpunkt	19 mm

Die Kapazität des Kondensators wurde für die Skalenteile 0, 5, 10, 15 usw. gemessen. Als Vergleichsnormal diente ein Normal-Drehkondensator „ohne Anfangskapazität" [17] mit der Steigung 0,06 pF/Skt, dessen technische Ausführung ein reproduzierbares Ablesen und Einstellen mit einer Unsicherheit von etwa ¼ Noniusteil, entsprechend 0,0015 pF, gestattet. Verglichen wurde mittels einer im Verhältnis 1 : 20 schiefarmigen Giebe-Zickner-Brücke, deren Widerstandsverhältnisse hinreichend genau durch ihre Nennwerte wiedergegeben werden. Die Kapazitäten des Differential-Kondensators ließen sich daher mit einer Unsicherheit von etwa 0,00008 pF bestimmen. Die aus mehreren Meßreihen ermittelten Streuungen entsprachen dieser Größe.

Die Anfangskapazität des Kondensators ergab sich zu etwa 0,12 pF, die Maximalkapazität zu etwa 0,22 pF. Eine für die Meßwerte nach der Form

$$C_\varphi = C_0 + \alpha \cdot \varphi + \varDelta C$$

mit dem Ziel möglichst kleiner Korrektionen $\varDelta C$ durchgeführte Kurvenanalyse [18] lieferte:

$$C_\varphi = (0{,}1208 + 0{,}000855 \cdot \varphi + \varDelta C) \text{ abs. pF.}$$

In Bild 6 sind die Korrektionen $\varDelta C$ (Mittelwerte aus allen Meßreihen) in Abhängigkeit von φ aufgetragen. Die Darstellung ist auf den nutzbaren Skalenbereich beschränkt. Erwartungsgemäß sind die Abweichungen von der Linearität, absolut betrachtet, gering und betragen höchstens 0,0008 pF; relativ entsprechen sie etwa der Kapazitätsänderung je Skalenteil und damit größenordnungsmäßig den Korrektionen, die auch bei anderen Normal-Drehkondensatoren auftreten. Für das Abweichen vom streng linearen Verlauf wurden oben einige Gründe angegeben: Einfluß der Teilkapazität k_{30}, Stufenversetzung, Einwirkungen der Schirmwände.

Mit dem Gerät ist es also bei Ausnutzung des Skalenbereiches bis 120 ° möglich, eine Kapazität von 0,1 pF mit einer Unsicherheit von etwa ± 0,1 %, eine solche von 0,01 pF

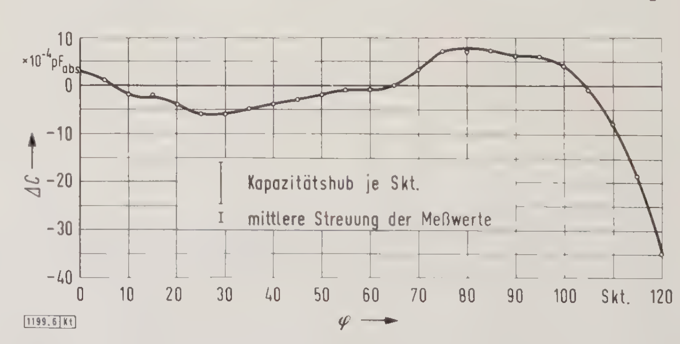


Bild 6. Korrektionskurve $\varDelta C = f(\varphi)$ für die Kapazität des Differentialkondensators mit versetzter Stufe.

mit einer Unsicherheit von ± 1 % unmittelbar im Substitutionsverfahren zu ermitteln. Kleinere Kapazitäten lassen sich mit etwa der gleichen Unsicherheit unter Benutzung schiefarmiger Brücken bestimmen. Für diesen Zweck könnte man aber auch einen Differentialkondensator mit verkleinerter Stufenhöhe, also geringerem Steigungsfaktor, verwenden, dessen eigene Vermessung mittels eines Kondensators der oben beschriebenen Art in einer schiefarmigen Brücke zu erfolgen hätte.

Weiterentwicklung

Eine zuverlässige Berechnung der Kapazität des Differentialkondensators in seiner vorliegenden Form ist wegen der komplizierten geometrischen Konfiguration kaum mög-

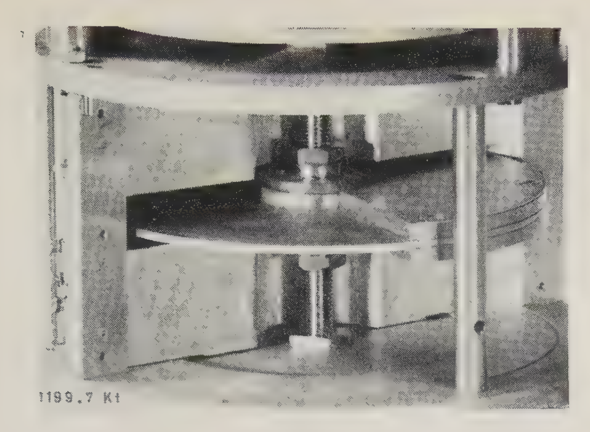


Bild 7. Differentialkondensator mit vergrößertem nutzbaren Skalenbereich mittels einer durch den Mittelpunkt der Rotorscheibe verlaufenden Stufe.

lich. Aus einfachen Berechnungen mit Hilfe der Formel $C = \varepsilon F/a$ können zwar qualitative Gänge abgeschätzt werden; sie erlauben aber — insbesondere wegen des kapazitätsmindernden Einflusses eng benachbarter, geerdeter Wände — keine sicheren quantitativen Schlüsse. Bei Um- oder Neukonstruktionen, die Änderungen der Stufenhöhe und gleichzeitig der Plattengrößen oder -abstände mit sich bringen, ist man daher auf die letzten Endes immer ausschlaggebenden Meßergebnisse angewiesen.

Mit dem Hauptziel, den nutzbaren Skalenbereich des Kondensators zu erweitern, wurden nach den gleichen Grundsätzen vier weitere Modelle gebaut. Bei diesen verläuft die Rotorstufe gemäß der ursprünglichen Planung durch den Rotormittelpunkt (Bild 7). Die Statorplatten sind unter Beibehaltung ihres bisherigen Abstandes entsprechend vergrößert. Daher haben die Kondensatoren von vornherein eine größere Anfangskapazität als das erste Modell und ebenfalls größere Steigungsfaktoren. Die vier Objekte unterscheiden sich voneinander durch die Dicke des verstärkten Rotorabschnittes. Um einen Überblick über die Entwicklung des Steigungsfaktors zu erhalten, wurden folgende Dicken gewählt: 10,0 mm; 12,6 mm; 12,8 mm und 13,0 mm.

Die Vermessung der Kondensatoren ergab einen Nutzbereich von 0° bis mindestens 160° der Skala. Die erwartungsgemäß vergrößerte Anfangskapazität beträgt rd. 0,26 pF. Der Steigungsfaktor wächst mit der Rotordicke gemäß Tafel 1:

Tafel 1. Abhängigkeit des Steigungsfaktors von der Rotordicke.

Rotordicke mm	10,0	12,6	12,8	13,0
Steigungsfaktor pF/Skt	$86 \cdot 10^{-5}$	$145 \cdot 10^{-5}$	$150 \cdot 10^{-5}$	$155 \cdot 10^{-5}$

Die Abweichungen von der Linearität (Korrektionen) sind wiederum ungefähr von der Größe der Kapazitätsänderung je Skalenteil oder kleiner.

Aus den Meßergebnissen folgt, daß eine Verstärkung der dickeren Rotorhälfte um 0,2 mm im untersuchten Bereich, sofern alle übrigen Maße unverändert bleiben, eine Zunahme des Steigungsfaktors um $4 \cdot 10^{-5}$ bis $5 \cdot 10^{-5}$ pF/Skt zur Folge hat. Bei kleineren Dicken ändert sich der Steigungsfaktor weniger schnell; bei größeren, die hier nur am Rande interessieren, folgt er einem hyperbolischen Gesetz. Danach sollte man erwarten, daß eine Rotorscheibe von etwa 10,7 mm Dicke zu dem „runden" Steigungsfaktor $100 \cdot 10^{-5}$ pF/Skt führt. Es ergab die Kurvenanalyse für einen Kondensator mit der Rotordicke 10,75 mm:

$$C_\varphi = (0{,}268 + 0{,}00100 \cdot \varphi + \Delta C) \text{ abs. pF.}$$

Die bisher gebauten, oben beschriebenen Kondensatoren beschränkten sich auf Steigungsfaktoren von 0,0008 bis 0,0015 pF/Skt, weil die bislang gegebenen Meßmöglichkeiten die zuverlässige Bestimmung noch kleinerer Kapazitäten ausschlossen. Mit Hilfe dieser Modelle als Bindeglied soll aber die Entwicklung zu noch kleineren Steigungsfaktoren hin weitergeführt werden. Dabei sind unter Beibehaltung des Prinzips Konstruktionsänderungen, die dem Fortschritt dienen, wahrscheinlich.

Da die Rotorachse des Kondensators mit dem Gehäuse verbunden ist (Erdpotential) und keiner elektrischen Zuführung bedarf, könnte sie z. B. in Kugeln gelagert und mit einer Motorwelle gekuppelt werden. Man hätte damit die Möglichkeit, eine sich periodisch in engen Grenzen ändernde Kapazität auf einfache Weise zu realisieren. Unter diesem Gesichtspunkt könnte das Gerät oder eine Weiterentwicklung davon für die Hochfrequenztechnik interessant werden. Die in diesem Fall störende Unwucht des Rotors ließe sich dadurch beseitigen, daß man den verdickten Rotorteil als Dose ausführt, deren Gewicht durch einfache Maßnahmen austariert werden kann.

Zusammenfassung

Es wird ein neuer Typ des Differentialkondensators beschrieben, der in seiner äußeren Form und Anschlußmöglichkeit den Normal-Luftkondensatoren nach Modellen der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt entspricht. Er ist als Dreipol ausgeführt und für die Bestimmung sehr kleiner Kapazitäten mit Hilfe von Meßbrücken vorgesehen. Sein Rotor ist elektrisch nicht angeschlossen. Die Hauptvorzüge des Kondensators gegenüber älteren Bauformen sind folgende: Die Anfangskapazität beträgt höchstens einige Zehntel Picofarad. Vertikalverschiebungen des Rotors haben auf die Kapazität kaum Einfluß. Die Rotorlager sind stromlos. Der Kondensator enthält keine dem natürlichen Verschleiß ausgesetzte Stelle, die auf die Kapazität von Einfluß ist. Seine zeitliche Konstanz dürfte daher der anderer Kapazitätsvariatoren überlegen sein. Der Verlustfaktor der Meßkapazität ist gering. Der Aufbau des Kondensators ist verhältnismäßig einfach. Ausgeführte Modelle zeigten Steigungsfaktoren zwischen 0,0008 und 0,0015 pF/Skt. Sie ermöglichen die Messung einer Kapazität von 0,1 pF im unmittelbaren Substitutionsverfahren mit einer Unsicherheit von etwa 0,1 %.

Schrifttum

[1] *Kohlrausch, F.:* Praktische Physik. Bd. 2. 20. Aufl. Verlag Teubner, Stuttgart 1956.
[2] *Blechschmidt, E.:* Präzisionsmessungen von Kapazitäten, Induktivitäten und Zeitkonstanten. Bd. 1: Präzisionsmessungen von Kapazitäten, dielektrischen Verlusten und Dielektrizitätskonstanten. 2. Aufl. Verlag Vieweg, Braunschweig 1956.
[3] *Thompson, A. M.:* The precise measurement of small capacitances. Trans. Inst. Radio Eng. on Instrum. I–7, H. 3/4 (Dez. 1958) S. 245 bis 253.
[4] *Giebe, E.,* u. *Zickner, G.:* Verlustmessungen an Kondensatoren. Arch. Elektrotech. Bd. 11 (1922) S. 109–129.
[5] *Giebe, E.,* u. *Zickner, G.:* Über die Kapazitätsnormale der Physikalisch-Technischen Reichsanstalt. Z. Instrum.-Kde. Bd. 53 (1933) S. 49 bis 56.
[6] *Zickner, G.:* Die Eichkurve des Kohlrausch-Kondensators. Elektrotechn. Bd. 2 (1948) S. 317–320.
[7] *Zickner, G.:* Aus der Entwicklung des Meßkondensators. Z. angew. Phys. Bd. 8 (1956) S. 607–616.
[8] *Zickner, G.,* u. *Hoyer, H.:* Lochblendenkondensator. Wiss. Abh. phys.-techn. Bundesanstalt Bd. 8 (1956) Teil 1, Nr. 94, S. 17.
[9] *Kohler, M.:* Berechnung der Kapazität eines Blendenkondensators. Wiss. Abh. phys.-techn. Bundesanstalt Bd. 8 (1956) Teil 1, Nr. 353, S. 50.
[10] *Zickner, G.,* u. *Hoyer, H.:* Entwicklung und Erprobung eines berechenbaren Normals für sehr kleine Kapazitäten (Blendenkondensator). Wiss. Abh. phys.-techn. Bundesanstalt Bd. 9 (1957) Teil 1, Nr. 116, S. 22.
[11] *Hoyer H.:* Blendenkondensatoren. Wiss. Abh. phys.-techn. Bundesanstalt Bd. 10 (1958) Teil 1, Nr. 93, S. 18.
[12] *Blechschmidt, E.:* Neue Normalkondensatoren für die Messung kleiner Kapazitäten. Dt. Elektrotechn. Bd. 8 (1954) S. 324–326.
[13] *Zickner, G.:* Ein Differentialkondensator für Feineinstellzwecke. Jb. drahtlose Telephonie Bd. 25 (1925) S. 26–27.
[14] *Griffiths, W. H. F.:* A new precision variable air condenser. J. sci. Instrum. Bd. 6 (1929) S. 297–302.
[15] *Wagner, K. W.:* Zur Messung dielektrischer Verluste mit der Wechselstrombrücke. ETZ Bd. 32 (1911) S. 1001–1002.
[16] *Bykov, M. A.:* Negative loss angle of a three-terminal capacitor. Measurement Tech. 1959. H. 2, S. 130–133. (Engl. Übers. aus: Ismeritelnaja Technika 1959, S. 43.)
[17] *Zickner, G.:* Neuere Drehkondensatoren ohne Anfangskapazität. Z angew. Phys. Bd. 8 (1956) S. 187–191.
[18] *Wießner, W.:* Präzisionsmessung von Kapazitäten. Teil I. Arch. techn. Messen (1960) V 3530–1.; Teil II. Arch. techn. Messen (1961) V 3530–2.

Bestimmung der Maschinenverluste mit kalorimetrischen Methoden

Von **Wolfgang Liebe**, Berlin*)

DK 621.3.17.384.082.63 : 621.313.017.083

Der Vorschlag, die Verluste einer elektrischen Maschine kalorimetrisch zu bestimmen, ist bereits vor Jahrzehnten gemacht worden; seine meßtechnische Durchführung wurde mehrfach kommentiert [1, 2, 3]. Aber erst in jüngster Zeit hat man die kalorimetrische Messung praktisch angewendet [4, 5, 6].

Was Zuverlässigkeit und Genauigkeit anbelangt, ist die Kalorimetrie den herkömmlichen Verfahren zur Verlustbestimmung, also der elektrischen Messung mit gekuppeltem Motor und der Auslaufmessung, durchaus ebenbürtig, in manchen Fällen, z. B. wenn es sich um die gesonderte Bestimmung der Luftreibungsverluste handelt, sogar überlegen. Die kalorimetrische Methode ist einfach und bietet praktische Vorteile, denn sie ermöglicht z. B. eine Vermessung des fertigen Hydrogenerators am Aufstellungsort, ohne daß in der Turbine das Wasser abgesenkt werden muß.

Beide Verfahren, das luftkalorimetrische und das wasserkalorimetrische, sind gleichwertig, wie die Praxis gezeigt hat, so daß kalorimetrische Verlustmessungen sowohl im primären Luftkreis, als auch im sekundären Kühlwasserkreis vorgenommen werden können. Diese Feststellung ist deshalb wichtig, weil die Meinung vorherrscht, daß bei Großmaschinen eine genaue Luftmessung zu schwierig sei. Mit verfeinerten Meßmethoden konnte der Nachweis erbracht werden, daß auch luftkalorimetrische Messungen die gewünschte Genauigkeit erreichen. Es ist also durchaus möglich, Anlagen, die mit Frischluft beschickt werden, bei denen also nur das luftkalorimetrische Verfahren anwendbar ist, kalorimetrisch zu vermessen.

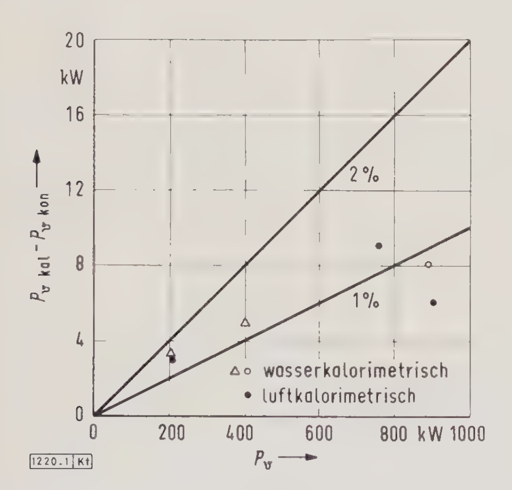


Bild 1. Vergleich der nach kalorimetrischen und konventionellen Verfahren ermittelten Verluste P_V an Wasserkraftgeneratoren verschiedener Größe.

Um die Zuverlässigkeit der kalorimetrischen Methode zu prüfen, sind Vergleichsmessungen an großen Wasserkraftgeneratoren angestellt worden, deren Verluste aus einer konventionellen Messung bereits vorlagen. Bild 1 gibt das Ergebnis dieser Untersuchung wieder [6]. Aufgetragen ist die Differenz der kalorimetrisch und konventionell gemessenen Verluste (Prüffeld- bzw. Auslaufmessung am Aufstellungsort) über ihrem Gesamtbetrag. Die durch volle Kreise gekennzeichneten Punkte sind luftkalorimetrisch gewonnen, die übrigen durch Vermessung des Kühlwasserstroms. Die Abweichung der kalorimetrischen Aussage von der konventionellen ist — bezogen auf die Gesamtverluste — kleiner als 2 %, wobei noch offen bleibt, ob der konventionell bestimmte oder der kalorimetrisch ermittelte Verlustbetrag der genauere ist. Im Wirkungsgrad bedeutet eine solche Abweichung einen Fehler von weniger als 0,1 %, wenn η in der Größenordnung von 97 % angenommen wird.

In zwei durch Dreiecke kenntlich gemachten Fällen wurden nur die elektrischen Verluste miteinander verglichen. Die im Prüffeld konventionell bestimmten Reibungsverluste lagen hier offenbar zu hoch und konnten deswegen zum Vergleich nicht herangezogen werden. Der Fehler rührt daher, daß die untere Abdeckung des vertikalen Wasserkraftgenerators, die am Aufstellungsort vom Betonfundament gebildet wird, beim Prüffeldaufbau fehlte.

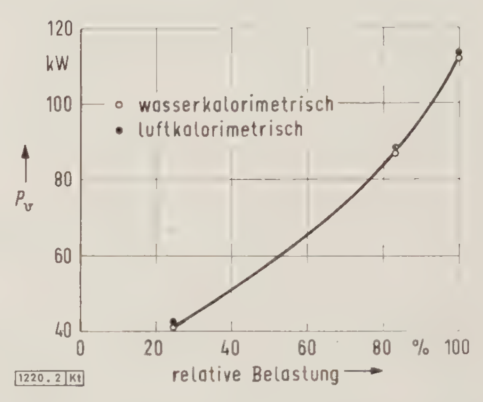


Bild 2. Kalorimetrisch ermittelte Verluste P_V eines Asynchronmotors in verschiedenen Belastungszuständen, gemessen am Aufstellungsort.

Die kalorimetrische Methode macht sowohl Einzelverlustmessungen als auch eine Messung der Gesamtverluste möglich. Vergleiche an Wasserkraftgeneratoren haben gezeigt, daß die Summe der Einzelverluste weniger als 3 % von den im Betriebszustand gemessenen Gesamtverlusten abweicht. Da es häufig Schwierigkeiten machen wird, die Maschinenleistung für die Gesamtverlustmessung über die erforderliche Meßzeit von mindestens sechs Stunden konstant zu halten und die Einzelverlustmessung anderseits einen tieferen Einblick in die Zusammenhänge erlaubt, ist ihr bei der Prüfung von Wasserkraftgeneratoren der Vorzug zu geben.

Kalorimetrische Methoden wird man dann anwenden, wenn der Zusammenbau der Maschine erst am Aufstellungsort stattfinden kann oder die Prüfung im Herstellerwerk einen untragbaren Aufwand erfordern würde. Das trifft vor allem zu für große Wasserkraftgeneratoren, deren Wirkungsgradnachweis darum in Zukunft kalorimetrisch geführt werden wird. Die Methode kann aber auch noch in anderen Fällen von Nutzen sein, so z. B. bei großen Asynchronmotoren, deren Verluste sich weder im Prüffeld noch am Aufstellungsort bisher genau bestimmen ließen.

Bild 2 zeigt Ergebnisse einer an einem solchen Motor durchgeführten Messung, bei der die Gesamtverluste in verschiedenen Belastungsfällen kalorimetrisch bestimmt worden sind. Die Untersuchung ist besonders aufschlußreich dadurch, daß beide kalorimetrischen Verfahren nebeneinander angewendet werden konnten, da es sich um eine im Kreislauf gekühlte Anlage handelte.

Für die Durchführung kalorimetrischer Messungen sind besondere Hilfsmittel entwickelt worden [6]. Außer dem Kühlstrom K in m³/s und der Kühlstromerwärmung $\Delta\vartheta$, die

*) Prof. Dr.-Ing. *W. Liebe* ist Leiter des Laboratoriums für Lüftungstechnik, Geräusch- und Schwingungsbekämpfung im Dynamowerk der Siemens-Schuckertwerke.

sehr genau bestimmt werden können, muß auch die Dichte des Kühlmediums ϱ in kg/m³ am Ort der Mengenmessung bekannt sein, denn maßgebend für die Verluste P_v ist die Aufheizung des Kühlmittelstroms:

$$P_v = K \varrho \Delta\vartheta c .$$

Hierin erscheint noch die spezifische Wärme c in Ws/kg grd des Kühlmittels, die mit ihrem Tabellenwert eingesetzt werden kann. Wenn das Kühlwasser Luftblasen oder andere Gasbeimischungen enthält, lassen sich weder c noch ϱ genau angeben. Die wasserkalorimetrische Messung ist dann nicht anwendbar.

Der aus der Maschine fließende kalorimetrisch erfaßbare Wärmestrom enthält nicht die gesamten in der Maschine entstehenden Verluste. Zunächst sind die Lagerverluste nicht darin enthalten, wenn die Lager außerhalb des Maschinengehäuses liegen oder durch Flüssigkeit gekühlt werden. Die Lagerverluste müssen also für sich bestimmt werden. Hier können ebenfalls kalorimetrische Verfahren angewendet werden [7]. Ferner wird der Wärmestrom, der an der Gehäusewandung nach draußen abfließt, in der kalorimetrischen Messung nicht erfaßt. Dieser Anteil ist bei Großmaschinen aber verhältnismäßig gering und läßt sich unter Annahme einer mittleren Wärmeübergangszahl abschätzen, wenn die beteiligte Gehäuseoberfläche und die Oberflächentemperatur sowie die Temperatur der Umgebungsluft bekannt sind. Als mittlere Wärmeübergangszahl kann ein Wert von 10 W/m² grd angenommen werden. Die über das Fundament und über die Maschinenwelle abströmende Wärmemenge ist bei Großmaschinen vernachlässigbar.

Zusammenfassung

Die kalorimetrischen Methoden zur Bestimmung der Maschinenverluste sind den herkömmlichen Meßverfahren, was Zuverlässigkeit und Genauigkeit anbelangt, ebenbürtig. Für die Ermittlung des Wirkungsgrades von Großmaschinen, insbesondere Wasserkraftgeneratoren, aber auch bei der Prüfung großer Asynchronmotoren bieten sich damit Vorteile. Die Messung ist einfach und kann mit gleicher Zuverlässigkeit im primären Luftkühlkreis wie im sekundären Wasserkreis durchgeführt werden. Sowohl Einzelverluste als auch Gesamtverluste lassen sich kalorimetrisch bestimmen.

Schrifttum

[1] *Richter, R.:* Elektrische Maschinen. Bd. 2. Birkhäuser Verlag, Basel 1930.
[2] Test code for synchronous machines. AIEE standard 503, Juni 1945.
[3] Regeln für elektrische Maschinen. Bull. Schweiz. Elektrotechn. Ver. Bd. 41 (1950) S. 859–880.
[4] *Aemmer, F.:* Über die Bestimmung der Verluste von elektrischen Generatoren nach der kalorimetrischen Methode. Bull. Schweiz. Elektrotechn. Ver. Bd. 50 (1959) S. 1165–1170.
[5] *Bitter, K.:* Die Wirkungsgradmessung nach dem Kalorimeter-Verfahren und die Anwendung desselben bei den Generatoren des Kraftwerkes Ybbs-Persenbeug. Elin-Z. Bd. 12 (1960) S. 71–80.
[6] *Liebe, W.,* u. *Boldin, W.:* Die kalorimetrischen Verfahren zur Bestimmung des Wirkungsgrades von Großmaschinen. Siemens-Z. Bd. 35 (1961) H. 3, S. 166–172.
[7] *Tobler, K.:* Messung der Lagerreibungsverluste. Escher-Wyss-Sonderheft „100 Jahre Wasserturbinenbau" (S. 72).

Die Herstellung von Germanium-Legierungstransistoren

Von **Heinz Reitberger,** Heilbronn*)

DK 621.382.3.002 : 669.783

Im großen Maßstab werden heute nicht nur auf dem Gebiet der Nachrichten- und Regeltechnik, sondern auch auf dem Gebiet der Meß- und Steuertechnik Transistoren verwendet. Die Einsatzmöglichkeiten und Lebensdauer von Geräten hängt stark von der Herstellungsart der Transistoren ab. Es wird versucht, einen Einblick in die Fabrikation eines legierten Germaniumtransistors zu geben. Die verschiedenen Stufen des Fertigungsprozesses sind:

1. Herstellung der Germanium-Scheibchen,
2. Legieren und Ätzen der Transistorelemente,
3. Kontaktieren der Elektroden und Gehäuseverschluß,
4. Endkontrolle.

Herstellung der Germanium-Scheibchen

Als Ausgangswerkstoff bezieht man heute zonengereinigte Germanium-Barren von rd. 1 kg Gewicht, deren Reinheit durch Messen des spezifischen Widerstandes geprüft wird, der etwa 40 Ωcm betragen muß. Teilstücke der Barren werden in einem durch Strahlung erhitzten Tiegel aus reinstem Graphit unter Vakuum oder Schutzgas eingeschmolzen. Gleichzeitig wird, entsprechend dem erwünschten Bereich der n-Leitfähigkeit des zu ziehenden Einkristalls, ein mit Antimon oder Arsen versetztes Germaniumstück zugegeben. Die Schmelze enthält z. B. 1 Antimon-Atom auf 300 000 Germanium-Atome. Ein orientierter Impfkristall wird in die Schmelze eingetaucht und unter Drehen langsam herausgezogen. Die Temperatur der Schmelze wird so eingestellt, daß der Einkristall mit einem Durchmesser von etwa 20 mm wächst. Die Segregationskonstante[1]) für Antimon in Germanium besagt, daß sich nur 0,3 % der in der Schmelze befindlichen Antimon-Atome in dem Germanium-Kristall einbauen, d. h. in diesem Fall rd. $5 \cdot 10^{14}$ Antimon-Atome je Kubikzentimeter Germanium. Im Verlauf des Ziehprozesses reichert sich deshalb die Schmelze immer mehr mit Antimon-Atomen an und bewirkt damit einen Längsgradienten in der Dotierung. Man kann dieser unerwünschten Erscheinung dadurch entgegenwirken, daß man der Schmelze die

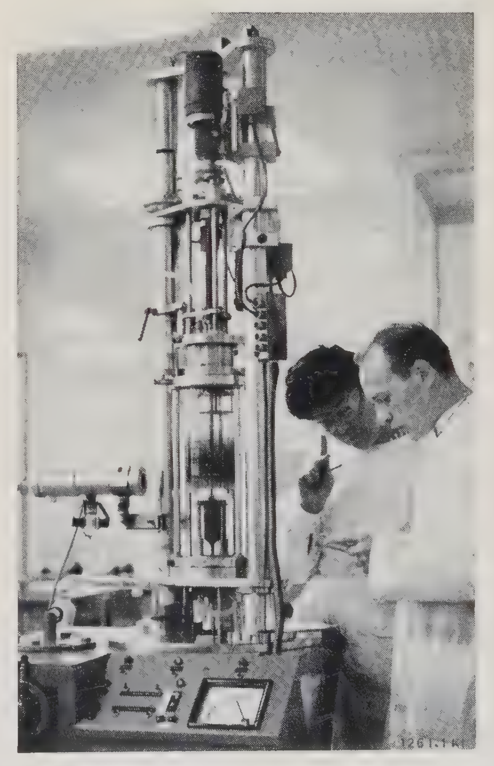


Bild 1. Einkristall-Ziehapparatur mit Vakuumpumpe und Schaltpult.

*) Dipl.-Ing. *H. Reitberger* ist Mitarbeiter der Telefunken GmbH, Werk Heilbronn.

1) Hierunter versteht man das Verhältnis der Anzahl der Fremdatome im Festkörper zu derjenigen in der Schmelze.

Menge reines Germanium je Zeiteinheit zusätzlich zuführt, die als dotierter Einkristall herausgezogen wird. Bild 1 zeigt das Herstellen von Germanium-Einkristallen.

Bei dem etwa 300 g schweren, n-leitenden Kristall wird mit Hilfe der Vierspitzen-Methode längs der Oberfläche der spezifische Widerstand geprüft, der jetzt als dotierter Einkristall etwa 3 Ω cm haben muß, ferner wird er auf Kristallbaufehler sowie Lebensdauer von injizierten Minoritätsträgern untersucht. Nach genauer Orientierung auf die gewünschte Kristallebene schneidet man senkrecht zur Längsachse Scheiben von 0,3 mm Dicke mit Diamantsägen ab. Die Scheiben werden zur Verbesserung der Oberflächengüte plan geläppt, in quadratische Scheibchen von 3 mm Kantenlänge mit Hilfe eines Diamanten geritzt und gebrochen. In einer Mischung von Fluß- und Salpetersäure werden sie auf eine Dicke von 100 µm geätzt. Dadurch werden restliche Oberflächenstörungen beseitigt. Man steuert den Ätzprozeß so, daß die Enddicke mit einer Toleranz von nur wenigen Mikrometern erreicht wird, um beim Legieren, d. h. Aufbringen der Emitter- und Kollektorpille, mit konstanter Temperatur gleichmäßige Abstände zwischen Kollektor und Emitter zu erhalten.

Legieren und Ätzen der Transistorelemente

Die Germanium-Scheibchen gelangen dann zur Andrückmaschine. Hier werden sie in eine Aufnahme eingelegt, und es wird von einer Seite eine zylindrische Indiumpille von 1 mm Dmr. (Emitter) und gleichzeitig von der anderen Seite eine Pille von 2 mm Dmr. (Kollektor) angedrückt. Die Pillen werden aus einem Indiumband ausgestanzt, und der Stempel führt durch die Matrize hindurch die Pillen an das Germanium-Scheibchen heran. Bild 2 zeigt das Schema des Stanzvorganges und das Andrücken der Pillen an das Germanium-Plättchen.

Indium, ein weiches Metall mit einem Schmelzpunkt bei 156 °C, verbindet sich innig mit der Germanium-Oberfläche

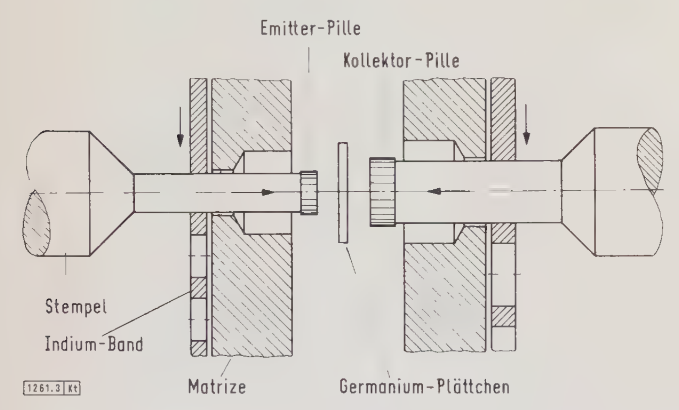


Bild 2. Andrücken der Emitter- (Indium) und Kollektor-Pille an das Germanium-Plättchen.

unter der Voraussetzung, daß beide Oberflächen extrem sauber gehalten werden und das verwendete Indium einen Reinheitsgrad von 99,999 % hat.

Die angedrückten Elemente werden mit der Emitterpille nach unten unter Zwischenschaltung eines Zinnringes in ein Nickelblech mit einem Loch (2 mm Dmr.) und Vertiefung eingelegt. Das Nickelblech bildet später den Basisanschluß. Beim folgenden Legierungsvorgang werden gleichzeitig die Emitter- und Kollektor-Sperrschicht erzeugt und die Basis sperrschichtfrei angelötet. Dies geschieht in einem Durchlaufofen (Bild 3), der so konstruiert ist, daß mehrere Elemente in einer Metallaufnahme auf einem Förderband durch ein Quarzrohr wandern, dessen Inneres mit reduzierendem Schutzgas gespült und von außen elektrisch beheizt wird. Die Ofenwicklung ist so ausgeführt, daß bei konstanter Durchlaufgeschwindigkeit die Elemente schnell hochgeheizt



Bild 3. Im Durchlaufofen werden sowohl die Emitter- als auch Kollektor-Sperrschicht erzeugt und die Basis sperrschichtfrei angelötet.

und langsam abgekühlt werden, damit Benetzung und Rekristallisation optimal verlaufen. Entsprechend dem Diagramm Bild 4 wird Germanium bei 565 °C zu etwa 10 Gewichts-% in Indium gelöst. Das entspricht etwa 13 % des Volumens von Germanium. Benetzt also die Emitterpille eine Fläche von 1 mm Dmr. und ist sie 0,3 mm hoch, so wird Germanium bis zu einer Tiefe von 39 µm in Indium gelöst. Beim Abkühlen sinkt die Löslichkeit des Germaniums in Indium, und das gelöste Germanium wächst wieder einkristallin am Germanium-Scheibchen an. Dabei wird jedoch so viel Indium ins Germanium-Gitter eingebaut, daß die rekristallisierte Zone p-leitend wird. Die maximale Legierungstemperatur bestimmt somit maßgebend die Lage des p-n-Überganges im Kristall.

Der Abstand zwischen Emitter- und Kollektor-Sperrschicht, d. h. die Dicke der aus Germanium bestehenden Basisschicht ist für die wichtigsten Parameter des Transistors maßgebend. Die Stromverstärkung ist ungefähr umgekehrt proportional dem Quadrat des Abstandes, während in Emitterschaltung die maximal zulässige Kollektorspannung U_{max} etwa dem Quadrat des Abstandes proportional ist. Man muß also den Legierungsvorgang so steuern, daß sich die Legierungsfronten auf einen minimalen Abstand

$$d_{min} = \sqrt{U_{max} \cdot \varrho} \qquad (1)$$

nähern, um einen Kurzschluß zwischen Emitter und Kollektor durch die sich ausbreitende Raumladungszone zu ver-

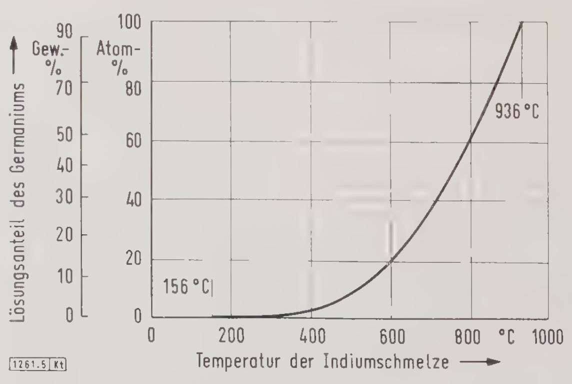


Bild 4. Lösungsanteil (Atom-Prozent bzw. Gewichts-Prozent) des Germaniums, abhängig von der Temperatur der Indiumschmelze für das System Indium-Germanium.

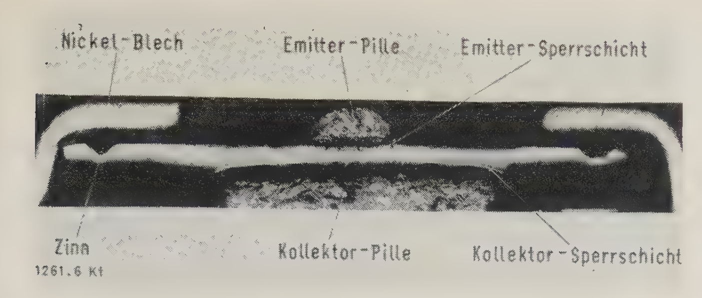


Bild 5. Schliff durch ein Transistorelement.

meiden. In der Zahlenwertgleichung (1) ergibt sich d in µm, wenn man U_{max} in V und den spezifischen Widerstand ϱ des n-Germaniums in Ω cm einsetzt; für $U_{max} = 33$ V und $\varrho = 3\,\Omega$ cm z. B. erhält man $d = 10$ µm.

Dies bedingt, daß Transistoren dieses Typs mit hoher Stromverstärkung meist eine entsprechend geringe Spannungsfestigkeit haben. Der kleinste Abstand zwischen Emitter- und Kollektorsperrschicht kann mit der genannten Beziehung aus der Abknickspannung bestimmt werden, wenn der spezifische Widerstand der n-Basisschicht bekannt ist, und die Durchbruchspannung der Kollektordiode hoch genug ist. Es sei angenommen, daß die Kollektordiode eines legierten p-n-p-Transistors in Sperrichtung bei 150 V einen Durchbruch zeigt. Verbindet man nun Emitter und Basis, so verkleinere sich die Durchbruchspannung auf z. B. $U_{max} = 33$ V (Abknickspannung). Die Kollektor-Raumladungszone erreicht also bei 33 V, d. h. in einer Entfernung von 10 µm den Emitter. Man mißt auf diese Weise, ohne den Transistor durch einen Querschliff (Bild 5) zerstören zu müssen, den Abstand zwischen der Kollektor- und der Emitter-Sperrschicht. Man kann die Abknickspannung sofort nach dem Legieren mit einem Kennlinienschreiber messen und entsprechend durch Ändern der Temperatur den Legierungsvorgang steuern. Ist die Abknickspannung zu hoch, so wird die Legierung bei höherer Temperatur vorgenommen, ist sie zu klein, so wird die Temperatur des Legierungsofens erniedrigt. Zusätzlich muß darauf geachtet werden, daß das Indium das Germanium gleichmäßig benetzt und daß die Toleranzen der Indium- und Germaniumabmessungen eingehalten werden. Für die Stromverstärkung eines Transistors kann keine einfache Beziehung angegeben werden, da neben den Vorgängen im Innern des Kristalls die Oberfläche eine wesentliche Rolle spielt. Die vom Emitter injizierten Löcher rekombinieren insbesondere bei kleineren Strömen an der Germanium-Oberfläche in der Nähe der Emittersperrschicht. Um diese Oberflächenrekombination möglichst klein und damit die durch die Oberfläche bestimmte Stromversorgung groß zu machen, wird das Transistorelement nach dem Legieren einer besonderen Beizbehandlung unterzogen, anschließend in hochreinem[2]) Wasser gewaschen und getrocknet. Danach kann mit Hilfe einer Stichprobenprüfung bereits eine Qualitätskontrolle zur Sicherstellung einer gleichmäßigen Fertigung stattfinden.

Kontaktierung der Elektroden und Gehäuseverschluß

Die als gut befundenen Elemente werden mit dem Basisanschluß auf den Fuß geschweißt. An die Emitter- und die Kollektorpille legt man dünne Silberbändchen an und verlötet im heißen Wasserstoffstrom, wobei mit der nötigen Vorsicht die Sperrschichten behandelt werden müssen (Bild 6). Anschließend wird das System in ein Glasrohr eingeschmolzen, die äußeren Anschlußdrähte verzinnt und das Gehäuse geschwärzt, um Lichteinfall zu vermeiden (Photoeffekt).

[2]) Hochreines Wasser wird in einer Entsalzungsanlage hergestellt, die mit Ionenaustauschern als aktive Substanz arbeitet.

In der nun folgenden Endkontrolle werden fehlerhafte Exemplare ausgeschieden und bei dem beschriebenen NF-Typ entsprechend der Stromverstärkung Gruppen gebildet. Außerdem werden für Anfangsstufen in NF-Verstärkern



Bild 6. Karussel zum Anlöten dünner Silberbändchen an den Emitter und Kollektor des Transistorsystems.



Bild 7. Mikro-Aufnahme des Systems eines Niederfrequenz-Leistungs-Transistors mit Kühlzylinder (Ansicht gegen die Kollektorseite). Ein Streichholzkopf ist zum Größenvergleich abgebildet.

besonders rauscharme Transistoren (Bild 7) ausgesucht. Der Kollektoranschluß erhält zur Kennzeichnung am Glasrand einen Farbpunkt, der Typenstempel vervollständigt das Äußere.

Zusammenfassung

Der entscheidende Vorgang bei der Herstellung von Transistoren ist die Bildung der Sperrschichten, im beschriebenen Fall durch Legieren des Ausgangsmaterials mit Indium. Die Legierungstiefe und damit der Abstand der Sperrschichten kann durch Variation der Legierungstemperatur gesteuert werden. Der Abstand der Sperrschichten wird nach dem Legieren mit Hilfe der Abknickspannung ermittelt und für die nachfolgenden Elemente fortlaufend optimal eingestellt. Bei der Weiterbehandlung muß die Oberfläche der Elemente gereinigt und extrem sauber gehalten werden. Alle Arbeitsgänge werden in besonders klimatisierten Räumen durchgeführt.

RUNDSCHAU

DK 621.311.18.016.3

Die Deckung des Eigenbedarfs von Wärmekraftwerken. (L'alimentation des auxiliaires des centrales thermiques.) Nach *Friedberger, J.*, u. *Josse, H.*, u. *Magnien, M.*, u. *Théodore, J.:* CIGRE-Ber. 1960, Nr. 333; 30 S., 10 B., 2 Taf.

Im Rahmen eines größeren Ausbauprogramms der thermischen Kraftwerke in Frankreich hat die Electricité de France Grundlagen zur einheitlichen Ausbildung der Stromversorgung für die Eigenbedarfsanlagen geschaffen. In einer Studie wurden folgende drei Arten von Schaltungen untersucht und ihr Verhalten bei Störungen im Netz und in der Eigenbedarfsversorgung beurteilt, nämlich Stromversorgung

1. durch eine netzunabhängige nur für die Eigenbedarfsversorgung dienende Maschine,
2. durch Hilfsgeneratoren auf den Wellen aller Hauptmaschinen,
3. durch Hilfstransformatoren an den Klemmen der Hauptmaschinen.

Auf Grund der Eigenschaften des Netzschutzes wurde gefordert, daß die Hauptmaschinen am Netz bleiben und volle Leistung bei Frequenzen bis 45 Hz und einer Netzspannung bis zu 85 % der Nennspannung abgeben sollen, und zwar auf unbegrenzte Zeit. Nach vollständigen Spannungszusammenbrüchen bis zu 3 s Dauer sollen die Maschinen gleichfalls ihren normalen Betrieb ohne Unterbrechung fortsetzen. Werden sie nach 3 s durch ein zeitabhängiges Unterspannungsrelais (70 % der Nennspannung) vom Netz getrennt, so sollen sie im Leerlauf weiterarbeiten.

Die Betrachtungen führten zu dem Ergebnis, daß die erwähnten drei Möglichkeiten der Eigenbedarfsversorgung bezüglich der Betriebssicherheit unter den vorgenannten Bedingungen sowie bei Störungen der Stromquelle der Eigenversorgung praktisch gleichwertig seien. Voraussetzung war dabei, daß in den Fällen 1 und 2 sowohl die Motoren als auch die Fördereinrichtungen (Pumpen usw.) so bemessen sind, daß sie bei 45 Hz und 85 % der Nennspannung noch anlaufen und die für die Vollast der Hauptmaschine erforderliche Leistung dauernd abgeben.

Im französischen Netz haben sich Kraftwerke mit Eigenbedarfsspeisung nach Fall 3 in 4- bis 5-jährigem Betrieb bewährt. Sie blieben zum Teil 20 min bei Frequenzen von 45 bis 47 Hz am Netz, wobei sie teils von Halb- auf Volllast gingen, teils auf Vollast blieben. Bei 5 Abschaltungen durch Unterschreiten von 70 % der Nennspannung während mehr als 3 s, die durch Sammelschienenkurzschlüsse und Schutzversager verursacht wurden, blieben die Hauptmaschinen ordnungsgemäß im Leerlauf, soweit nicht Einzelheiten in der Eigenbedarfsanlage versagten. Man ist überzeugt, diese restlichen Fehler beseitigen zu können und wird die Schaltung beibehalten. *Bl*

DK 621.374.32 : 621.382.3

Eie Eccles-Jordan-Schaltung mit Transistoren für sehr schnelle Zähler. Nach *Hilberg, W.:* Telefunken-Z. Bd. 33 (1960) S. 98–108; 25 B., 5 Taf., 7 Qu.

Mit Transistoren können Zähler für binäre, binär-dezimale oder andere Coden gebaut werden, deren höchste Zählfrequenz die schneller Röhrenzähler erreicht. Nach Hinweis auf die Forderungen, die eine hohe Zählgeschwindigkeit an einen Flip-Flop stellt, werden Schaltmaßnahmen zu ihrer Erfüllung besprochen.

An Hand des statischen Ersatzschaltbildes für einen symmetrischen Flip-Flop zeigt der Verfasser für eine einzelne bistabile Stufe bei geringen und bei großen Querströmen, wie die Vorgänge in diesem Netzwerk miteinander verkoppelt sind. Um die Auswirkungen der Transistorsteuerungen zu verringern, empfiehlt sich ein Emitterwiderstand in Verbindung mit einem niederohmigen Spannungsteiler. Zum Erreichen stabiler Zustände ergibt sich ein großer Bereich von Widerstandswerten. Außer der statischen Sicherheit müssen für die endgültige Ausführung auch die dynamischen Erfordernisse berücksichtigt werden.

Bei binären Zählern ist die Grenze der Zählgeschwindigkeit durch die Schnelligkeit gegeben, mit der ein Einzel-Flip-Flop hin und her klappen kann. Die für hohe Zählgeschwindigkeiten erforderlichen Bedingungen werden besprochen. Dazu sind kleine Zeitkonstanten in der Schaltung und eine günstige Zuführung des Trigger-Impulses erforderlich. Der Trigger-Generator sollte eine Stromquelle geringen Innenwiderstandes darstellen, da er auf eine nahezu kapazitive Last arbeitet. Notwendig sind ferner Übersteuerungsdioden und eine Verringerung der Belastung durch Zwischenschalten eines Emitterfolgers, wenn zu einem einfachen binären Zähler die Stufen hintereinander geschaltet werden. Sehr wirksam sind noch kleine Induktivitäten in der Emitterzuführung, deren Wirkungsweise während des dynamischen Überganges ähnlich der von Kollektor-Induktivitäten ist. Begrenzt wird die Anwendbarkeit der internen Emitterfolger durch Verwenden von Transistoren, deren Laufzeiteffekte im Basisraum noch klein gegen die eigentliche Schaltflanke sind.

Die schnelle Zählgeschwindigkeit für einen einzelnen Flip-Flop erreicht man mit zwei durch die Kollektoren gesteuerten Torschaltungen. Die obere Grenze der zu erreichenden Frequenz bei Zählverfahren wird untersucht. Beim Nachprüfen der Ergebnisse von Aussteuerungsversuchen wurde mit einem Zähler aus Diffusions-Transistoren eine Zählfrequenz von 20 MHz erzielt.

Nach verschiedenen Code-Betrachtungen wird eine dem Ringzähler ähnliche Zählschaltung beschrieben. Hierbei läuft der Zählvorgang jedoch zweimal im Ring um, was man sich anschaulich mit dem Modell eines Möbiusschen Bandes vorstellen kann. Anschließend wird eine Schaltung vorgeschlagen, die positive und negative Trigger-Signale verwendet. Dieses Zählverfahren scheint sich vor allem für Zeit- und Frequenzmessungen zu eignen, bei denen zum Aussteuern leicht eine verzerrte Sinusspannung zur Verfügung gestellt werden kann. *Hlk*

DK 621.313.334.062.12

Die Stabilität elektrischer Ausgleichswellen bei Speisung mit Drehstrom, Wechselstrom und Gleichstrom. Nach *Ungruh, F.:* Arch. Elektrotechn. Bd. 45 (1960) S. 373–397; 33 B., 10 Qu.

Die Beurteilung des dynamischen Verhaltens einer elektrischen Welle besteht darin, festzustellen, ob bei einer Störung des Gleichgewichtszustandes der dadurch hervorgerufene Ausgleichsvorgang gedämpft verläuft, oder ob selbsterregte ungedämpfte Schwingungen eingeleitet werden. Das Betriebsverhalten der elektrischen Ausgleichswellen kann dynamisch stabil oder instabil sein. Eine allgemeine Untersuchung muß sich darauf beschränken, die Stabilität der elektrischen Welle an sich, ohne Berücksichtigung der Dämpfungseinflüsse von außen her, zu untersuchen.

Der Verfasser stellt sich zunächst die Aufgabe, die dynamischen Verhältnisse bei gleichzeitiger Berücksichtigung der ohmschen Widerstände im Ständer und Läufer zu klären. Die für die Schaltung mit dreiphasigem Netzanschluß gewonnenen Ergebnisse werden zur Beurteilung der wichtigsten einphasigen Schaltungen herangezogen. Die weitere Aufgabe besteht darin, festzustellen, inwieweit die Dämpfungsverhältnisse bei Drehstrom- oder Wechselstromerregung durch gleichzeitige Einspeisung von Gleichstrom verbessert werden können.

Bei der Untersuchung der Stabilitätsbedingungen für Drehstromerregung werden Strom- und Drehmomentgleichungen abgeleitet sowie die dynamische Stabilität für die unbelastete elektrische Welle unter Berücksichtigung des Dämpfungsfaktors und der Verhältnisse bei Belastung behandelt. Die Berechnung führt zu unübersichtlichen Ergebnissen. Die Schwierigkeit wird dadurch umgangen, daß in sogenannten Stabilitätskarten die Grenzbedingungen zwischen stabilen und instabilen Bereichen aufgezeigt werden. Man kann so die Wirkung der Einflußgrößen leicht übersehen. Mit Hilfe der angegebenen Gleichungen und Kurven können die zum Erzielen eines pendelfreien Betriebes erforderlichen Widerstände im Einzelfall festgelegt werden. Die statische Stabilitätsgrenze bei Belastung der Welle wird gezeigt. Dieses Verfahren kann auch bei einphasigen Schaltungen der elektrischen Welle angewendet werden.

Durch Gleichstrom-Einspeisung wird die Stabilität elektrischer Ausgleichswellen erheblich verbessert. Wenn die Eigenschaften des stationären Betriebes die Beibehaltung

der Drehstrom- oder Wechselstromerregung wünschenswert scheinen lassen, kann ohne Störung der Gleichstromquelle und ohne Beeinflussung der Betriebseigenschaften der wechselstromerregten elektrischen Welle durch zusätzliche Einspeisung eines kleinen Gleichstromanteiles das Auftreten selbsterregter Pendelungen vermieden werden. Die dynamischen Eigenschaften dieser Schaltung können aus den Ergebnissen der Untersuchungen für Wechselstrom- oder Gleichstromerregung nach dem Überlagerungsprinzip hergeleitet werden. Die erforderliche Gleichstromkomponente wird berechnet. Zur Überprüfung der theoretischen Aussagen wurden die Dämpfungsfaktoren im Versuch bestimmt. Die Gegenüberstellung von Rechnungs- und Meßergebnissen bei gleichzeitiger Einspeisung von Wechselstrom und Gleichstrom zeigt eine gute Übereinstimmung. *Hlk*

DK 621.372.57 : 621.317.726

Über die Verwendbarkeit aktiver Filter zur Messung der Frequenzspektra von Impulsen. Nach *Jungmeister, H. G.:* Arch. elektr. Übertr. Bd. 14 (1960) S. 432–434; 2 B., 4 Qu.

Das Verfahren zum Messen der Frequenzspektra von Impulsen durch ein System verschieden abgestimmter *LC*-Resonanzkreise ist nur brauchbar, wenn die niedrigste Spektralfrequenz des zu analysierenden Impulses eine gewisse, durch die Kreisgüte bestimmte Grenze nicht unterschreitet. *LC*-Resonanzkreise können jedoch für sehr niedrige Frequenzen nicht mehr mit ausreichenden Gütewerten hergestellt werden. Die Frequenzgrenze, unterhalb deren das Meßergebnis unbrauchbar wird, sowie der auftretende Meßfehler für jede Spektralfrequenz und Kreisgüte lassen sich mit Hilfe der von *Seeger* und *Stäblein* durchgeführten Fehlerabschätzung für *LC*-Resonanzkreise ermitteln. Mit sogenannten „aktiven Filtern", die kreisähnliche Eigenschaften haben, erreicht man auch bei niedrigsten Frequenzen verhältnismäßig hohe Gütefaktoren.

Es wird gezeigt, daß aktive Filter, die aus Verstärkern mit Doppel-T-*RC*-Filtern im Gegenkopplungskanal bestehen, an Stelle von *LC*-Parallelresonanzkreisen für Frequenz-Analysatoren eingesetzt werden können. Die hier erhaltenen Formeln werden mit den Ergebnissen von *Seeger* und *Stäblein* verglichen, wobei sich zeigt, daß die maßgeblichen Ausdrücke völlig gleich aufgebaut sind; die für *LC*-Kreise durchgeführte Behandlung und Fehlerabschätzung kann ohne weiteres auf die aktiven Filter übertragen werden. An Stelle der Forderung nach gleichem Kapazitätswert bei allen Kreisen für spektral richtige Anzeige muß man hierbei die einzelnen Filter mit Ausgangs-Spannungsteilern versehen, deren Spannungs-Übertragungsfaktoren $\ddot{u}$ bei vorausgesetztem gleichen Symmetriemaß die Bedingung $\omega_F \, \ddot{u} = \text{const.}$ erfüllen. *Hlk*

DK 537.523.3

Koronaentladungen in atmosphärischer Luft. Nach *List, G.:* Wiss. Z. Techn. Hochsch. Dresden Bd. 9 (1959/60) S. 723–728; 16 B., 1 Taf., 2 Qu.

In dieser gekürzten Wiedergabe eines Vortrages wird ein Überblick über die an Spitzen und an dünnen Drähten bei hohen Feldstärken entstehenden positiven und negativen Vorentladungen gegeben. Die positiven Spitzenentladungen sind in einer Tafel übersichtlich zusammengestellt, wobei für jede Entladungsform der Charakter des Koronastromes, das Aussehen der Entladung und die Kennzeichen des Entladungsmechanismus beschrieben sind. Zur weiteren Charakterisierung der verschiedenen Entwicklungsstufen der positiven Korona sind Stromoszillogramme, Darstellungen der Entladungsspannungen über der Schlagweite, Strom-Spannungs-Kennlinien und einige interessante Farb- und Schwarz-Weiß-Aufnahmen wiedergegeben. Außerdem enthält der Aufsatz Farb- und Schwarz-Weiß-Aufnahmen von den negativen Entladungserscheinungen sowie die entsprechenden Diagramme zur Kennzeichnung ihres Charakters und Existenzbereiches, jedoch wird diese Entladungspolarität wesentlich kürzer behandelt.

Auf Grund einer Darstellung der Scheitelwerte der Stromimpulse bei verschiedenen Elektrodenabständen der Spitze-Platte-Funkenstrecke über dem Verhältnis von Elektrodenspannung U zur Durchschlagspannung U_D zieht der Verfasser den Schluß, daß die Stromscheitelwerte der positiven Impulsentladungen unabhängig vom Elektrodenabstand sind. Die ebenfalls für verschiedene Elektrodenabstände über U/U_D aufgetragene mittlere Folgefrequenz der Leuchtfadenimpulse schwankt nur etwa um eine Zehnerpotenz, was mit dem rein statistischen Charakter der Elementarprozesse im Gas erklärt wird.

Der Verfasser beschränkt sich im allgemeinen auf eine Beschreibung der Erscheinungen, während die diesen zugrunde liegenden physikalischen Vorgänge und Gesetzmäßigkeiten entweder nur gestreift oder nicht behandelt werden. *Hstn*

DK 621.398 : 621.311.1.026.45

Fernmeßeinrichtungen im Betrieb eines Hochspannungsnetzes. (Telemetering applications and operations on a large power system.) Nach *Johannson, D. E.:* Electr. Engng. Bd. 79 (1960) S. 400—404; 4 B.

Der Verfasser schildert die Nutzbarmachung von Fernmeßeinrichtungen im Dienste der Lastverteilung der Bonneville Power Administration (BPA), eines großen Energieversorgungsunternehmens im Staate Oregon der USA. In dem Netz (5000 MW Spitzenlast) mit 230-kV- und 115-kV-Leitungen werden Impulsfrequenz-Fernmeßsysteme verschiedenen Prinzips verwendet, die in den Bereichen A (20 bis 25 Hz), B (6 bis 27 Hz) und C (10 bis 30 Hz) arbeiten. Obwohl, wie es heißt, die Impulsfrequenzen von Typ A und C elektronisch erzeugt werden und nur im Bereich B der Kilowattstunden-Zähler mit rotierender Scheibe angewendet wird, zeigen die wiedergegebenen Diagramme verhältnismäßig einheitliche Einstellzeiten von 2,5 s. Der Vergleichswert deutscher Fabrikate auf elektronischer Basis liegt hingegen eine Zehnerpotenz niedriger. Integrationseinrichtungen zur Fernzählung werden in entsprechender Weise wie in Deutschland eingesetzt. An Übertragungssystemen werden sowohl Tonfrequenzmodulation als auch ein etwa dem deutschen Zeitmultiplexverfahren entsprechendes System auf werkseigenen TFH-Kanälen und gemieteten Fernmeldewegen benutzt.

Bemerkenswert ist die Eliminierung von Störeinflüssen auf der Trägerfrequenzverbindung mittels Nutzpegel—Störpegel-Vergleich. Der Kompensationsschreiber auf der Empfangsseite wird bei niedrigem Nutzpegelabstand am Eingang abgeschaltet und auf dem letzten Einstellwert konstant gehalten, bis das Pegelverhältnis wieder genügend angestiegen ist. Die Fernmeßverbindungen bilden außerdem die Grundlage für eine Frequenz-Leistungsregelung im Netz der BPA.

Dem Berichter neu ist die Anwendung von Dehnungsmeßeinrichtungen an Isolatorenketten zur Überwachung der Bildung von Eislast in den Cascade Mountains, wobei die Meßwerte des Seilzugs — in geeigneter Weise in eine Impulsfrequenz umgesetzt — über Trägerfrequenzeinrichtungen fernübertragen werden. *Lch*

DK 539.163 : 621.31

Radionuklide als Energiequelle. Nach *Riehl, N.:* Kerntechnik Bd. 3 (1961) H. 1, S. 8–11; 1 Taf., 8 Qu.

Quellen hoher Energie mit geringem Gewicht und kleinen Abmessungen sind von jeher interessant. Von diesem Umstand ausgehend, beschreibt der Verfasser Möglichkeiten und Versuche, mit Hilfe radioaktiver Stoffe leistungsfähige Kleinst-Energiequellen aufzubauen. Teils kann man hierfür die Wärmeentwicklung in bestrahlten Stoffen zur Dampferzeugung oder zur Erzeugung von Thermoelektrizität ausnützen, teils ist auch die Nutzbarmachung der Ionisierungs- oder Anregungsenergie bestrahlter Stoffe denkbar.

Der Verfasser zeigt, daß mit solchen Energiequellen beim jetzigen Stand der Technik höchstens einige 100 W je Einheit erzeugbar sein dürften. Der Wirkungsgrad ist z. B. beim thermoelektrischen Verfahren mit einigen Prozent vergleichsweise gut, beim Ionisierungs- oder Anregungsverfahren dagegen meist unter der Grenze des Vertretbaren. Bei all diesen Verfahren kommt es darauf an, als Energieträger mechanisch und chemisch stabile Stoffe hoher Reinheit mit möglichst großer spezifischer Aktivität, aber auch genügend langer Halbwertszeit zu besitzen. Leider muß man sich hier mit einem Kompromiß begnügen.

Zum Schluß verweist der Verfasser auf ein Verfahren, das seiner Meinung nach auch bei niedriger spezifischer Aktivität des strahlenden Stoffes brauchbare Energien und Wirkungsgrade liefern könnte. Es ist dies die strahlenchemische Zersetzung des Wassers (Radiolyse) mit anschließendem Umsatz des entstandenen Knallgases. Ob dieses Verfahren wirklich brauchbar ist, müssen indessen weitere Untersuchungen erst erweisen. *Vdb*

VERBANDSNACHRICHTEN

VDE
Verband Deutscher Elektrotechniker

Frankfurt a. M. S 10, Stresemannallee 21
Fernruf: 60 341; Fernschreiber (Telex): 04—12 871;
Telegramm-Kurzanschrift: Elektrobund;
Postscheckkonto: Frankfurt a. M. 388 68.

Entwurf VDE 0115/...61 „Bestimmungen für elektrische Bahnen"

Die VDE-Kommission „Elektrische Bahnanlagen" hat einen Entwurf für die Neufassung von VDE 0115 ausgearbeitet. Es ist beabsichtigt, als Geltungsbeginn dieser Bestimmungen den 1. Oktober 1962 anzugeben. Im Bau befindliche und geplante Anlagen sollen dann noch bis zum 31. März 1964 nach den bisherigen Vorschriften VDE 0115/8. 58 ausgeführt werden dürfen.

Einzeldrucke dieses Entwurfes können unter der Bezeichnung VDE 0115/...61 vom VDE-Verlag, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, zum Preise von 4,40 DM bezogen werden.

Einsprüche gegen den Entwurf und die vorstehend genannten Termine können bis zum 15. Dezember 1961 der VDE-Vorschriftenstelle, Frankfurt a. M., Stresemannallee 21, eingereicht werden (doppelte Ausfertigung erbeten).

Der Kommissionsvorsitzende — *Kasperowski*
VDE-Vorschriftenstelle — *Weise*

Entwurf zur Änderung b von VDE 0550 Teil 1 „Vorschriften für Kleintransformatoren." Teil I „Allgemeine Vorschriften"

Die VDE-Kommission 0550 unter Vorsitz von Obering. *W. Moch* hat beschlossen, zu Teil 1 der „Vorschriften für Kleintransformatoren" eine Änderung b herauszugeben. Durch sie werden die Tafeln 1 a und 1 b über die Wärmebeständigkeitsklassen der Isolierstoffe und die zulässigen Erwärmungen an den heutigen Stand der Technik angepaßt und die Bestimmungen für die Durchführung der Lebensdauer-Kurzprüfung verbessert.

Einzeldrucke der Änderung können vom VDE-Verlag, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, unter der Bezeichnung VDE 0550 Teil 1 b/...61 zum Preise von —,90 DM bezogen werden.

Einsprüche gegen diesen Entwurf können bis zum 31. Oktober 1961 der VDE-Vorschriftenstelle, Frankfurt a. M., Stresemannallee 21, eingereicht werden (doppelte Ausfertigung erbeten).

Der Kommissionsvorsitzende — *Moch*
VDE-Vorschriftenstelle — *Weise*

2. Entwurf zu Änderungen a der Teile 1, 2, 3 und 4 von VDE 0720 „Vorschriften für Elektrowärmegeräte für den Hausgebrauch und ähnliche Zwecke"

Der 1. Entwurf der obigen Vorschriftenänderung war in ETZ-A Bd. 80 (1959) S. 470 bekanntgegeben worden. Es waren hierzu Einsprüche eingegangen, die von der Kommission 0720 unter Vorsitz von Dr.-Ing. *H. Walther* ordnungsgemäß bearbeitet wurden.
Da während der Bearbeitungszeit aber eine Reihe weiterer Anträge zur Änderung der Vorschrift gestellt wurden, beschloß die Kommission unter dem neuen Vorsitzenden, Dr.-Ing. *L. Nawo*, diese noch zu berücksichtigen und die Änderungen in der dadurch erweiterten Form als 2. Entwurf zu veröffentlichen. Es ist beabsichtigt, diese Änderungen noch in diesem Jahr in Kraft zu setzen (Übergangsfrist für die Fertigung 1 Jahr).

Gemäß dem in ETZ-A Bd. 80 (1959) S. 314 bekanntgegebenen Verfahren zur Erteilung vorläufiger VDE-Zeichen-Genehmigungen wird die VDE-Prüfstelle durch die VDE-Kommission 0720 „Elektrowärmegeräte" ermächtigt, vorläufige Genehmigungen zur Führung des VDE-Zeichens unter Berücksichtigung der im obengenannten 2. Entwurf enthaltenen Änderungen zu erteilen.

Die in ETZ-A Bd. 80 (1959) S. 470 erteilte Ermächtigung für Zeichengenehmigungen nach Entwurf 1 der obengenannten Änderungen wird hiermit widerrufen.

Einzeldrucke der Änderungen können vom VDE-Verlag, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, unter der Bezeichnung

VDE 0720 Teil 1 a/...61 zum Preise von 1,20 DM,
VDE 0720 Teil 2 a/...61 zum Preise von —,90 DM,
VDE 0720 Teil 3 a/...61 zum Preise von —,90 DM,
VDE 0720 Teil 4 a/...61 zum Preise von —,60 DM,

bezogen werden.

Einsprüche gegen den 2. Entwurf können bis zum 31. Oktober 1961 der VDE-Vorschriftenstelle Frankfurt a. M., Stresemannallee 21, eingereicht werden (doppelte Ausfertigung erbeten).

Der Kommissionsvorsitzende — *Nawo*
VDE-Vorschriftenstelle — *Weise*

Entwurf 2 zu Änderungen b der Teile 1 und 2 von VDE 0730 „Vorschriften für Geräte mit elektromotorischem Antrieb für den Hausgebrauch und ähnliche Zwecke"

Zu dem 1. Entwurf der obigen Vorschriftenänderungen, der in ETZ-A Bd. 80 (1959) S. 616 bekannt gemacht wurde, sind Einsprüche eingegangen, die von der VDE-Kommission 0730 unter Vorsitz von Dr.-Ing. *K. Becker* ordnungsgemäß bearbeitet wurden. Da sich im Laufe der Bearbeitung weitere Änderungen als notwendig erwiesen haben, hat die Kommission beschlossen, einen 2. Entwurf zu den Änderungen herauszugeben, der noch in diesem Jahr in Kraft gesetzt werden soll.

Gemäß dem in ETZ-A Bd. 80 (1959) S. 314 bekanntgegebenen Verfahren zur Erteilung vorläufiger VDE-Zeichen-Genehmigungen wird die VDE-Prüfstelle durch die VDE-Kommission 0730 „Geräte mit Kleinmotoren" ermächtigt, vorläufige Genehmigungen zur Führung des VDE-Zeichens unter Berücksichtigung der im obengenannten 2. Entwurf enthaltenen Änderungen zu erteilen.

Diese Ermächtigung gilt nicht für die in Änderung Teil 2 b als R neu aufgenommenen Sondervorschriften für Rasenmäher. Es ist beabsichtigt, diese bei Inkraftsetzung der Sondervorschriften probeweise zuzulassen, d. h. die Prüfstelle wird für diese Geräte das VDE-PR-Zeichen erteilen.

Die in ETZ-A Bd. 80 (1959) S. 616 erteilte Ermächtigung für Zeichengenehmigungen nach Entwurf 1 der obengenannten Änderungen wird hiermit widerrufen.

Der Entwurf kann vom VDE-Verlag, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, unter der Bezeichnung VDE 0730 Teil 1 b/...61 zum Preise von 1,20 DM und VDE 0730 Teil 2 b/...61 zum Preise von 1,50 DM bezogen werden.

Einsprüche gegen den 2. Entwurf können bis zum 31. Oktober 1961 der VDE-Vorschriftenstelle, Frankfurt a. M., Stresemannallee 21, eingereicht werden (doppelte Ausfertigung erbeten).

Der Kommissionsvorsitzende — *Becker*
VDE-Vorschriftenstelle — *Weise*

Einspruchsfristen zu Entwürfen von VDE-Bestimmungen

VDE 0168 a/...61 „Errichtung und Betrieb von Starkstromanlagen im Bergbau über Tage" (Änderung Entwurf 2),

VDE 0427/...61 Spannungssucher (Entwurf 2),
angekündigt in ETZ-A Bd. 82 (1961) H. 15, S. 487,
Einspruchsfrist bis 30. September 1961.

VDE 0322/...61 „Leitsätze für die Prüfung von Hartgummi"
angekündigt in ETZ-A Bd. 82 (1961) H. 14, S. 459,
Einspruchsfrist bis 30. September 1961.

BEKANNTMACHUNGEN

Lehrgang für Schweißfach-Ingenieure

Der Deutsche Verband für Schweißtechnik e. V. (DVS) weist auf die Anfangstermine folgender Tageslehrgänge hin:

Duisburg, Bismarckstraße 85, Ruf 33 52 55-56: 11. September 1961
Hamburg, Berliner Tor 21, Ruf 24 80 71 u. 24 83 71: 2. Oktober 1961
Mannheim, Windeckstraße 104-106, Ruf 4 11 71: 2. Oktober 1961

Einzelheiten teilen auf Anfrage die Lehranstalten und die DVS-Hauptgeschäftsstelle, Düsseldorf, Schadowstraße 42, Ruf 38 04 81-82 mit.

of

Arbeitsgemeinschaft Ferromagnetismus

Die Arbeitsgemeinschaft Ferromagnetismus, Köln-Marienburg, Alteburger Straße 402, als Gemeinschaftsausschuß der Deutschen Gesellschaft für Metallkunde, des Werkstoffausschusses des Vereins Deutscher Eisenhüttenleute und des Verbandes Deutscher Physikalischer Gesellschaften, teilt mit, daß sie ihre diesjährige Vortragstagung in der Zeit vom 27. bis 29. September 1961 in Marburg/Lahn durchführt. *oi*

VERANSTALTUNGSKALENDER

Arnsberg: VDE-Bezirk Bergisch Land, Zweigstelle Neheim-Hüsten, Heidestraße 4, i. Hs. Lenze KG.

21. 9. 1961, 20.00, VEW-Verwaltungsgebäude, Arnsberg: „Installation der Stromversorgung in Hochhäusern", Obering. *Krämer*, Erlangen.

Köln: VDE-Bezirk Köln, Köln-Riehl, Amsterdamer Str. 192.

22. 9. 1961, 18.00, Staatliche Ingenieurschule, Ubierrring 48: „Erfassung und Steuerung des Betriebsablaufes durch Produktograph-Anlagen", *L. Fuchs*, Pforzheim.

Berlin: Lichttechnische Gesellschaft, Bezirksgruppe Berlin, Berlin-Charlottenburg 1, Ernst-Reuter-Platz 1.

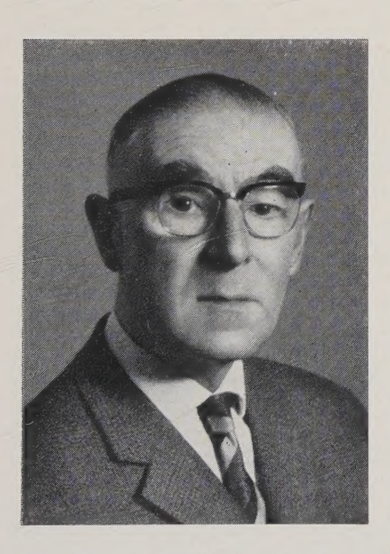
13. 9. 1961, 18.00, Technische Universität, Hörsaal H 1012: „Hochstraßen- und Tunnelbeleuchtung", Dipl.-Phys. *G. Smiatek*, Erlangen.

Wuppertal: Technische Akademie Bergisch Land, Wuppertal-Elberfeld, Hubertusallee 18.

25. 9.—26. 9. 1961, 9.00—12.00, 14.00—17.00, Technische Akademie, Hubertusallee 18: „Fernmeldetechnik und Datenübertragung", Dr.-Ing. *J. Boysen*, Essen.

PERSÖNLICHES

W. Koch. — Am 31. August 1961 feierte Dr.-Ing. *Walther Koch* seinen 70. Geburtstag. Dank seiner bemerkenswerten körperlichen und geistigen Frische nimmt er nach wie vor regen Anteil an dem Geschehen der Elektrotechnik. Im letzten Jahrzehnt ist er der Fachwelt vor allem durch seine grundlegenden Arbeiten auf dem Gebiet der Erdungstechnik bekannt geworden. Seine reichen Erfahrungen in Fragen des Erdungs- und Berührungsschutzes, die er zum Teil durch nicht ungefährliche Versuche am eigenen Körper gewonnen hat, haben ihren Niederschlag in den VDE-Vorschriften für Erdungen gefunden, besonders aber in seinem vielbeachteten Buch „Erdungen in Wechselstromanlagen über 1 kV", das kürzlich die dritte Auflage erlebte.



In Berlin geboren, hat er nach dem Kriegsdienst sein Studium an der TH Berlin abgeschlossen und war dann zunächst etwa 3 Jahre als projektierender Ingenieur bei den Elektrowerken und seit Juni 1923 bei den Siemens-Schuckertwerken in Berlin in der Abteilung Hochspannung tätig. Zahlreiche Veröffentlichungen auf dem Gebiet der Übertragungstechnik, des Selektivschutzes, der Schaltvorgänge und der Erdungsprobleme legen Zeugnis ab von den vielseitigen und erfolgreichen Arbeiten des hervorragenden Ingenieurs.

Seine Dissertation bei Professor Dr. *H. Schering* in Hannover im Jahre 1939 behandelt das Thema: „Wanderwellen in Schaltanlagen". Die Projektierung und der Bau des ersten Wechselstrom-Netzmodells in Deutschland bei den Siemens-Schuckertwerken war sein besonderer Verdienst. Noch heute ist er ehrenamtlich als Leiter der Kommission VDE 0141 „Vorschriften für Erdung in Wechselstromanlagen" und als freier Mitarbeiter bei den SSW tätig.

Neben seinen fachlichen Qualitäten dürfen seine hervorragenden persönlichen Eigenschaften nicht unerwähnt bleiben. Wahrheitsliebe verbunden mit Bescheidenheit und erfrischendem Humor zeichnen ihn besonders aus, Alle, die ihn kennen, wünschen ihm weitere Jahre der Gesundheit und des Frohsinns in seiner geliebten Heimatstadt Berlin, die vor Unfreiheit und Krieg verschont bleiben möge. *H. Dorsch*

H. Glöckner. — Dipl.-Ing. *Hugo Glöckner* feiert am 22. September 1961 seinen 70. Geburtstag. Nach Abschluß des Studiums an der TH Graz war er einige Monate im Konstruktionsbüro für Großmaschinen der SSW in Berlin tätig. Nach Kriegsende übernahm *Glöckner* das Konstruktionsbüro für große Gleichstrommaschinen und Umformer der SSW, und ab 1935 leitete er die Turbinenfabrik in Mülheim/Ruhr. Im Herbst 1942 wechselte *H. Glöckner* zur Th. Goldschmidt AG, Essen, über, wo er das gesamte Ingenieurwesen übernahm. Im Jahre 1959 trat *H. Glöckner* in den Ruhestand, blieb aber bis 1961 noch Betreuer der elektrotechnischen Belange dieser Firma.

H. Glöckner ist Mitarbeiter an dem dreibändigen Werk *Liwschitz-Glöckner*: „Die elektrischen Maschinen", dessen zweiter Band „Die Konstruktion der elektrischen Maschinen" von ihm stammt. Unter anderem gehörte er verschiedenen Prüfungsausschüssen der Ingenieurschule Essen an. Seit 1935 ist *H. Glöckner* Mitglied des VDE.

Kurt Herberts. — Dr.-Ing. *K. Herberts*, Wuppertal-Barmen, wurde in Anerkennung seiner hervorragenden Leistungen auf dem Gebiet der Lackchemie, die zu neuen Lacktypen und Verfahren geführt haben, und in Würdigung seiner Arbeiten über die historischen Grundlagen der Lackkunst und Maltechnik die Würde eines Doktors der Naturwissenschaften Ehren halber von der TH Aachen verliehen. *oi*

P. K. Hermann. — Dr.-Ing. *P. K. Hermann* wurde von der Technischen Universität Berlin zum außerplanmäßigen Professor ernannt. Er studierte Elektrotechnik in Hannover und Dresden und promovierte 1936 an der TH Berlin-Charlottenburg mit einer Dissertation über Entionisierung und Wiederzündung gittergesteuerter Gasentladungsgefäße. Im Jahre 1952 habilitierte er sich an der TU Berlin als Privatdozent und liest über magnetische Werkstoffe sowie über Meßwertumformer in der Meß- und Regelungstechnik. *Hermann* ist durch zahlreiche Veröffentlichungen und durch seine Mitarbeit in mehreren Normenausschüssen in der Fachwelt bekannt geworden. Seit 1929 gehört er dem Forschungsinstitut der Allgemeinen Elektricitäts-Gesellschaft an. *fi*

JUBILÄEN

150 Jahre Technische Hochschule Graz. — Die Technische Hochschule in Graz begeht vom 24. bis 26. November 1961 das Fest ihres 150-jährigen Bestehens. Aus diesem Anlaß ist eine Reihe von Festveranstaltungen vorgesehen, zu denen alle ehemaligen Studierenden sowie Freunde der Technischen Hochschule in Graz eingeladen werden.

Baldige verbindliche Voranmeldungen werden an das Rektorat der Technischen Hochschule in Graz, Rechbauerstraße 12, erbeten. *oi*

Döbrich & Heckel. — Die Firma Döbrich & Heckel, Steatitwerke in Lauf/Pegnitz, kann in diesem Jahr auf ihr 50-jähriges Bestehen zurückblicken.

Das Unternehmen wurde 1911 von *Wolfgang Heckel* und *Bernhard Döbrich* gegründet, der nach einem Jahr wieder ausschied.

Die Firma hat sich durch ihre elektrokeramischen Erzeugnisse in Fachkreisen im In- und Ausland einen guten Ruf erworben.

Im Jahre 1956 riß der Tod die Geschäftsführung plötzlich und unerwartet aus einem arbeitsreichen Leben. Heute wird das Unternehmen von Dipl.-Kfm. *W. Lutz*, einem Familienmitglied in der dritten Generation geleitet.

BÜCHER

DK 691.7 : 621

Die metallischen Werkstoffe des Maschinenbaues. Von *E. Bickel*. 3. durchges. Aufl. Mit 451 S., zahlr. B. und Taf., Format 17 cm × 25,5 cm. Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg 1961. Preis Ganzln. 37,50 DM.

Es spricht für sich, wenn ein technisches Lehrbuch in der dritten Auflage praktisch unverändert erscheinen kann. So vermittelt „der Bickel", wie die vorliegende Einführung in das Gebiet der allgemeinen und der speziellen Metallkunde sowie der Werkstoffprüfung gern genannt wird, vor allem dem angehenden Ingenieur den erwünschten, allgemeinen Überblick über diesen Teil seines Fachgebietes.

Der Inhalt ist sorgfältig gegliedert, an zahlreichen Beispielen anschaulich erläutert und mit Bildern reich illustriert. Nachdem grundsätzliche Erkenntnisse über den Gefügeaufbau metallischer

Werkstoffe behandelt sind, wird die Legierungslehre eingehend beleuchtet. Neben den Zustandsschaubildern der verschiedensten Art sowie ihrem Zustandekommen werden die energetische und die atomistische Betrachtungsweise der Legierungsbildung erläutert. Bevor der Verfasser auf die Gebrauchseigenschaften der Werkstoffe eingeht, schildert er, allerdings mehr am Rande, Methoden der Werkstoffprüfung. Hier sollte in einer kommenden Auflage eine gewisse Modernisierung berücksichtigt werden. Schließlich werden im Abschnitt über die spezielle Metallkunde die Eigenschaften der Eisenmetalle vom Gefügeaufbau, den Legierungsbestandteilen und den Behandlungsverfahren her erörtert. In gleicher Betrachtungsweise schließen sich die Nichteisen-Metalle an. Den Elektroingenieur dürften die relativ ausführlichen Abhandlungen über die magnetischen Eigenschaften der Stähle besonders interessieren.

Gerade wegen der straffen Gliederung und des damit trotz der Fülle des Gebotenen bleibenden Überblicks erscheint dieses Buch besonders für Studierende geeignet. Aber auch der Praktiker kann manche wertvolle Hilfe darin finden. *H. Wallhäußer*

DK 536.001.3

Technische Wärmelehre. Grundlagen und ausgewählte Anwendungen für Studium und Praxis. Von *F. W. Winter.* 3. Auflage. Mit 356 S., zahlr. B. und Taf., Format 14,5 cm × 21 cm. Verlag W. Girardet, Essen 1960. Preis Kunststoff 24,80 DM.

Das Buch erscheint in sehr kurzer Zeit bereits in 3. Auflage, ein Beweis, daß es brauchbar ist und eine Lücke im modernen Schrifttum über das Gebiet der technischen Wärmelehre ausfüllt.

Sehr anzuerkennen sind die vielen, überall praxisnahen Beispiele, die das Buch nicht nur für die Studierenden, sondern auch für den im Beruf Tätigen wertvoll machen. Es wird das technische Maßsystem (m, kp, s) angewendet, ohne daß Schwierigkeiten auftreten. Der Leser lernt schnell das Rechnen in den neuen Einheiten.

Besonders eingehend werden die für weitere Anwendungen nötigen Grundlagen behandelt. Auch Kleinigkeiten werden exakt dargestellt. Formeln bestimmter Gebiete sind auf Tafeln zusammengefaßt, von sehr übersichtlichen graphischen Darstellungen wird häufig Gebrauch gemacht.

Der Inhalt bringt alles, was in das Gebiet der technischen Wärmelehre gehört, einschließlich der Anwendungsgebiete Verdichter und Kraftmaschinen, Gasmischungen, Dämpfe, Kältemaschinen und Wärmepumpe, Verbrennung, Strömungsmaschinen und einer Einführung in die Wärmeübertragung.

Das Buch kann aus allen diesen Gründen sehr empfohlen werden. *F. Dietzel*

DK 531.788

Ultrahochvakuumtechnik. Erzeugung und Messung sehr niedriger Drücke. Von *H. Adam.* Mit 64 S., 56 B., 14 Taf., Format 15,5 cm × 23,5 cm. Hrsg. Firma E. Leybold's Nachfolger, Köln-Bayental 1960. Abgabe an Interessenten kostenlos.

Das mit Ultrahochvakuum bezeichnete Druckgebiet ($< 10^{-7}$ Torr) findet in der Halbleitertechnik und beim Aufdampfen dünner Schichten hohen Reinheitsgehaltes industrielle Anwendung.

Die zur Erzeugung von Drücken unter 10^{-7} Torr erforderlichen Diffusionspumpen unterscheiden sich von den üblichen durch den Baustoff (VA-Stahl), aus dem sie hergestellt sind, und durch höhere Heizleistung, um den Wasserstoff besser abpumpen zu können. [*Hochhäusler, P.:* Treibdampf- und Molekularluftpumpen, ETZ-B, Bd. 7 (1955) S. 417—423]. Zwischen diese und dem angeschlossenen Vakuumkessel müssen allerdings zur Kondensation der Treibmitteldämpfe der Pumpen (Öl bzw. Hg) frigen- oder (bei sehr niedrigen Drücken) flüssigluftgekühlte Ölfänger eingebaut werden. Durch Molekulardestillation lassen sich heute Treibmittelöle herstellen, die bereits bei + 20 °C einen Dampfdruck von 10^{-9} Torr aufweisen. Bei der Arbeitstemperatur dürfen keine Crack-Produkte entstehen, die einen höheren Dampfdruck haben und bei Anwendung der üblichen Kühlmittel in den Ölfängern nicht oder nur unvollständig kondensiert werden. Der Sättigungsdruck dieser Öle liegt bei der Temperatur der flüssigen Luft um Zehnerpotenzen tiefer als der heute mit Ionen-Getter-Pumpen erreichbare Druck von 10^{-13} Torr.

Eine bemerkenswerte Neuerung ist die Turbo-Molekularpumpe nach *Becker,* eine Verbesserung der Holweckpumpe, die einen größeren Luftspalt (1 mm) als diese hat, mit 16 000 U/min läuft und bei entsprechend niedrigem Vorvakuumdruck (10^{-2} Torr) ohne Kühlfalle ein dampffreies Ultrahochvakuum von $< 10^{-9}$ Torr liefert. Der größere Luftspalt verhindert bei etwaiger Förderung von Staubteilchen ein Festfressen des Rotors am Außenzylinder.

Zur Absorption von Kohlenwasserstoffen (Crack-Produkte der Treibmittel) dient die Kupferfalle, ein vielfach gefaltetes, dünnes Kupferblech großer Oberfläche, das sich innerhalb eines Glasrohres befindet. Sämtliche Abscheider (Baffles), wie Ölfänger, Kupferfallen und dergleichen drosseln die Pumpwirkung erheblich, was durch die hohe Saugleistung der großen Diffusionspumpen ohne Schwierigkeit wettgemacht werden kann.

Eine Ultrahochvakuum-Apparatur muß um Größenordnungen dichter sein als ein normaler Hochvakuumkessel. Ventile und Verbindungsflansche sollten eine Undichtheit (Leckrate) $< 10^{-9}$ Torr · l/s haben. Das von *Bayard* und *Alpert* angegebene Granville-Phillips-Ventil hat eine Leckrate $< 10^{-10}$ Torr · l/s. Sämtliche Teile einschließlich der Kessel müssen bei 450 °C ausheizbar sein, um die okkludierten und an der Gefäßwand adsorbierten Gase zu befreien. (Anm. des Berichters: Die Gefäße der pumpenlosen Hg-Dampfgleichrichter z. B. sind unter Berücksichtigung der Wasserstoff-Diffusion durch die eiserne Gefäßwand als geeignet anzusehen.)

Da die mit Tiefkühlfalle ausgestatteten Diffusionspumpen die obere Druckgrenze des Ultrahochvakuumgebietes als Enddruck (einige 10^{-8} Torr, je nach Gasart auch darunter) erreichen, dienen zum Erreichen noch niedrigerer Drücke Ionen-Getterpumpen. Diese bestehen aus Glas oder Metall und arbeiten sämtlich unter Ausnutzung des Gasaufzehrungs(clean-up)-Effektes. Als Gettermetall wird Titan verdampft, das sich auf der Wandung als großflächiger Gettermetallspiegel niederschlägt. Die Ionisierungsanordnung besteht aus einer Glühkathode und einem ringförmigen Anodensystem. Parallel zur Feldrichtung wird ein Magnetfeld zur Verlängerung des Elektronenweges angeordnet. Bei sorgfältiger Ausheizung lassen sich mit diesen Pumpen Endvakua unter $1 \cdot 10^{-9}$ Torr erzielen. Die Ionen-Getterpumpe nach *Penning* arbeitet mit kalter Kathode nach dem Prinzip der Kathodenzerstäubung durch Ionenbombardement und erreicht ein Vakuum von einigen 10^{-8} Torr und darunter.

Die Messung so niedriger Drücke ist erstmals durch das von *Bayard* und *Alpert* angegebene Ionisationsmanometer möglich geworden [*Hochhäusler, P.:* Erzeugung, Messung und Aufrechterhaltung hoher Vakua in der Elektrotechnik, Teil II. ETZ-B, Bd. 7 (1955) S. 293—296]. Daselbst ist auch das Penningmanometer erwähnt, das nach dem Prinzip der Townsend-Entladung zwischen kalten Elektroden arbeitet und von dem in dem Buch eine Weiterentwicklung unter der Bezeichnung Redhead-Manometer beschrieben ist.

Während die bisher genannten Manometer den Gesamtdruck anzeigen, ist das Omegatron ein Partialdruck-Meßgerät, das nach dem Prinzip des Massenspektrometers arbeitet, bei dem die im Gas erzeugten Ionen ihrer Masse nach aussortiert und als Ionenströme angezeigt werden. Nach Art des Zyklotrons werden hier die von einem Elektronenstrahl erzeugten Gasionen unter dem Einfluß eines Magnet- und eines statischen Hochfrequenzfeldes auf spiralförmigen Bahnen beschleunigt und zu stabilen Schwingungen um die Feldachse angeregt. Durch Resonanz mit dem Hochfrequenzfeld gelangen sie auf den Ionenfänger und damit zur Messung. Die Frequenz des Hochfrequenzfeldes ist der Ionenmasse direkt proportional, so daß nur Ionen einer bestimmten Masse den Ionenfänger erreichen.

Während das Omegatron Gasart und -druck bestimmt, zeichnet die Farvitron-Meßröhre das gesamte Massenspektrum auf den Schirm einer Oszillographenröhre. Sie besteht aus einer Mehrelektrodenröhre, die Glühfaden und Wehneltelektrode besitzt und mit unterschiedlichen Gleichspannungen bis — 1000 V beaufschlagt ist. Die Elektronen pendeln so lange um die Ebene eines Gitters, bis sie durch Stoß positive Ionen erzeugen. Diese wiederum laufen längs der Rohrachse hin und her und gelangen zu einer auf negativem Potential liegenden Elektrode. Auch hier treten Resonanzschwingungen auf, deren Frequenz durch die Ionenart (Masse) und durch die Potentialdifferenz des von den Ionen durchlaufenden Feldes bestimmt. ist.

Die beschriebenen Druck-Meßgeräte zeigen ihrem Aufbau entsprechend auch eine Pumpwirkung durch Getterung. Infolgedessen können sie einen um eine Zehnerpotenz oder mehr zu niedrigen Druck anzeigen. Um das zu vermeiden, baut man die Meßsysteme zuweilen direkt in den Vakuumkessel ein („Einbausysteme"). Bei niedrigen Drücken setzen beim Penning-System und beim Redhead-Uanometer Zündverzögerungen ein, die bei den niedrigsten, bisher erreichten Drücken von 10^{-13} Torr 10 min betragen können, dem durch UV-Bestrahlung der Kathode abgeholfen werden kann. Schließlich wird die sehr wichtige Lecksuche nach dem Massenspektrometer-Verfahren beschrieben. Die kleinste, feststellbare Undichtheit ist vom verwendeten Testgas abhängig und beträgt bei Helium, $5 \ldots 7 \cdot 10^{-11}$ Torr · l/s.

Unter den beschriebenen Ultrahochvakuum-Pumpsätzen ist das Doppelglocken-Verfahren erwähnenswert, bei dem der eigentliche Ultrahochvakuumkessel in einem zweiten Kessel sitzt, in dem Hochvakuum aufrechterhalten wird. Der innere Behälter kann dabei dünnwandig sein und ist durch direkten Stromdurchgang ausheizbar. Für den Praktiker ist die Zusammenstellung von Ultrahochvakuum-Experimentierpumpständen mit ihren wichtigsten technischen Daten am Schluß des Buches von Wert. *Hochhäusler*

DK 621.372 821

Streifenleitungen. Einführung in die Theorie und Technik bei Höchstfrequenzen. Von *H. Geschwinde* und *W. Krank.* Mit 158 S., 197 B., 2 Taf., Format 15 cm × 21 cm. C. F. Winter'sche Verlagshandlung, Füssen 1960. Preis Ganzln. 19,60 DM.

Das vorliegende Buch behandelt die Anwendung der Technik der gedruckten Schaltungen auf das Höchstfrequenzgebiet, die sogenannte Streifenleiter-Technik. Nach Erörterung der theoretischen Probleme werden die technischen Ausführungen der einzelnen Bauelemente besprochen. Hierbei wird zunächst auf die Technologie der einzelnen Trägermaterialien eingegangen und dann der Aufbau des Leitungszuges, insbesondere Diskontinuitäten wie Bohrungen, Ecken usw. sowie der Übergang vom Streifenleiter zum Koaxial- oder Hohlleiter betrachtet. Die folgenden Abschnitte befassen sich mit Baueinheiten wie Absorber, Richtkoppler, Leistungsverteiler, Filter und Symmetriereinrichtungen. An Anwendungsbeispielen werden verschiedene in dieser Technik hergestellte Antennenformen gezeigt und schließlich die komplette Beschreibung eines Gegensprech-Sendeempfangsgerätes für einen Frequenzbereich von 3,8 bis 4,2 GHz in Microstrip-Ausführung gebracht. Das letzte Kapitel beschäftigt sich mit Meßverfahren, die besonders für diese

Technik erst entwickelt werden mußten. Jedem einzelnen Abschnitt ist ein Literaturverzeichnis unter besonderer Berücksichtigung der anglo-amerikanischen Arbeiten auf diesem Gebiet beigefügt; mit einer Zusammenstellung der wichtigsten Literatur über Fertigungsverfahren für gedruckte Schaltungen schließt das Buch. Die Verfasser wollen damit dem Ingenieur, der auf diesem Gebiet arbeiten muß, eine Einführung geben. Sie haben sich dabei ziemlich eng — stellenweise beinahe wörtlich — an die amerikanischen Originalarbeiten gehalten. Hierbei sind gelegentlich Fehler unterlaufen. So steht z. B. der richtigen Größengleichung (2.10) auf Seite 9, nämlich $Z_0 = \sqrt{(\mu \varepsilon)}/C$, die falsche Zahlengleichung (2.55) auf Seite 25 gegenüber: „$Z_0 = 30/C$ Ohm, wobei C der Wert der Kapazität in Farad/cm Leitungslänge ist", was anscheinend durch unrichtige Übersetzung der Angabe: "C is in statfarads/centimeter length of line" (IRE Transactions Volume MTT 3 März 1955 Nr. 2, S. 105) entstanden ist. Die richtige Gleichung müßte hier heißen: $Z/\Omega = \frac{33{,}3\sqrt{\varepsilon_r}}{C/\frac{\mathrm{pF}}{\mathrm{cm}}}$. Ein anderes Beispiel sind Formel (2.35) und Abb. 2.5 auf Seite 16, wo eine bereits in der Originalarbeit (Proc. IRE Dez. 1952 S. 1651—1657) enthaltene Ungenauigkeit mit übernommen wurde. Hier müßte es statt $\ln \frac{\pi b}{h}$ richtig $\ln \frac{\pi b}{2h}$ lauten. Aber trotz derartiger, bei einer zweiten Auflage wohl leicht zu behebender kleiner Mängel kann das Buch jedem, der sich für dieses Gebiet interessiert, empfohlen werden. *H. Brunswig*

DK 621.316.7

Grundriß der praktischen Regelungstechnik. Von *E. Samal.* Mit 334 S., zahlr. B. und Taf., Format 14 cm × 19 cm. Verlag R. Oldenbourg, München 1960. Preis Kunststoff 24,— DM.

Der vorliegende Band ist kein Lehrbuch über Regelungstechnik. Das Buch will vielmehr all denen, die sich schon mit praktischen Einzelfragen beschäftigt haben, einen allgemeinen Überblick geben. An mathematischen Voraussetzungen genügt zum Verstehen des Inhalts die Kenntnis der Algebra, wobei jedoch der Umgang mit graphischen Darstellungen geläufig sein sollte. Der Verfasser will — nach seinen eigenen Worten — mit einem leicht lesbaren, einführenden Buch eine Verbindungsstelle zwischen der Theorie und der weit entwickelten Praxis schaffen.

In den beiden ersten Kapiteln werden Grundbegriffe wie Regelstrecke, Regler und Regelkreis besprochen. An Hand gerätetechnischer Beispiele und deren zeitlichem Übergangsverhalten zeigt der Verfasser häufig vorkommende Regelstrecken mit einer und mehreren Verzögerungen und Totzeit.

Das 3. Kapitel beschäftigt sich mit den unstetigen Reglern, die in Zweipunkt- und Dreipunktreglern mit und ohne Hilfsenergie unterteilt sind. In zwei weiteren Kapiteln werden die stetigen Regler mit P-, I- und D-Verhalten behandelt. Mit einigen Beispielen wird die Wirkungsweise des P- und I-Reglers erklärt, sowie die statische Kennlinie und die Gleichungen entwickelt. Abschließend werden in einer Tafel die Regler mit P-, I- ,PI- und PID-Verhalten gegenübergestellt.

Das 7. Kapitel beschäftigt sich ausführlich mit dem Zusammenwirken von Strecken mit stetigen Reglern. Der Begriff der Stabilität wird zwar erwähnt, jedoch werden Stabilitätsbedingungen nicht angegeben, zumal die mathematischen Darstellungen sehr knapp gehalten sind. Eine ausführlichere Behandlung des Stabilitätsbegriffes wäre wünschenswert. Der Verfasser versucht an Hand vieler technischer Beispiele aufzuzeigen, wie Regler und Strecke zusammenarbeiten sollen, um eine günstige Regelung zu erzielen. In diesem Zusammenhang wird auf das dynamische Verhalten des Regelkreises eingegangen. In zwei Tafeln wird nach bekannten Gütekriterien ein Rezept angegeben, eine geregelte Anlage optimal einzustellen.

Zum Abschluß wird noch die Folgeregelung behandelt sowie das Auftreten von Zeitkonstanten in Regelkreisen.

Der gebotene Stoff ist übersichtlich gestaltet und durch viele Abbildungen gut verständlich gemacht. Das Buch wird vor allem für den Praktiker von Nutzen sein, der sich einen tieferen Einblick in das Wesen der Regelungstechnik verschaffen will, ohne sich zu sehr mit der Theorie zu belasten. Durch die starke Einschränkung der Mathematik dürfte ein großer Leserkreis angesprochen werden. *R. Bräu*

DK 530.16 : 621.385

Schwankungserscheinungen in Elektronenröhren. Technische Elektrodynamik Bd. II/3. Von *F. Ollendorff.* Mit 484 S., 144 B., Format 17 cm×25 cm. Springer-Verlag, Wien 1961. Preis Ganzln. 96,— DM

Der Inhalt dieses Buches geht weit über das hinaus, was der Elektronenröhren-Fachmann üblicherweise unter der Bezeichnung „Schwankungserscheinungen" versteht. Der Autor faßt unter diesem Titel alle Vorgänge der Bewegung von Elektronen und Ionen in Entladungsgefäßen zusammen, über die lediglich Wahrscheinlichkeitsaussagen gemacht werden können. Das trifft nicht allein zu auf das Rauschen von Elektronenröhren, sondern zusätzlich auf alle durch die Wellenmechanik beschriebenen Erscheinungen der Elektrodynamik, bei denen der Dualismus Korpuskel-Welle von Bedeutung ist. Etwa das erste Viertel des Buches bringt eine Einführung in die Wahrscheinlichkeitsrechnung. Im zweiten Viertel werden behandelt Schroteffekt, Brummen als Folge von Temperaturschwankungen der Kathode, Funkeleffekt, Stromverteilungsrauschen, Schwankungen in Elektronenstrahlen (Raumladungsschwingungen und -wellen). Die zweite Hälfte des Buches ist den Grundlagen und Anwendungen der Wellenmechanik gewidmet. Hierzu gehören u. a. die Prinzipien der Beugung und Brechung von Ladungsträgern, der Vorgang der Feldemission, der Tunneleffekt, die wellenmechanische Elektronenoptik, sowie die Untersuchung der Grenze des Auflösungsvermögens des Elektronenmikroskops. Aus didaktischen Gründen werden hier u. a. elektronische Bewegungsvorgänge wellenmechanisch untersucht, die normalerweise durch Lösung der klassischen Bewegungsgleichungen beschrieben werden.

Das Buch von *Ollendorff* ist keine Zusammenfassung vorhandenen Schrifttums, sondern — abgesehen von der Darstellung der Grundlagen — weit mehr eine organische Sammlung von Originalarbeiten mit einer für den Autor stets charakteristischen, sehr exakten und strengen Formulierung. Der Text ist dadurch nicht einfach lesbar, zumal vielfach in der „Elektronik" allgemein gebräuchliche Fachbegriffe durch andere, vom Autor neu geprägte Ausdrücke ersetzt werden. Der Elektrotechniker wird sich dieses Buches wohl kaum als übliches Handwerkzeug bedienen. Von Wert ist es jedoch sicherlich jedem, der mit den erkenntnistheoretischen Grundlagen der modernen Physik des Elektrons und mit der Anwendung auf Elektronengeräte vertraut werden will. Der Physiker und der physikalisch interessierte Nachrichtentechniker können hier zahlreiche Anregungen erhalten, die an anderen Stellen nicht oder zumindest nicht in dieser Art der Darstellung zu finden sind. *W. J. Kleen*

DK 621.365

Elektrothermie. Die elektrische Erzeugung und technische Anwendung hoher Temperaturen. 2. völlig neubearb. und erw. Aufl. Mit 463 S., 328 B., zahlr. Taf., Format 15,5 cm × 23,5 cm. Hrsg. *M. Pirani.* Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg 1960. Preis Ganzln. 64,50 DM.

Die erste Auflage des Buches erschien vor 29 Jahren. Unter Hinzuziehen bekannter Wissenschaftler von Hochschulen und aus der Industrie wurde ein Buch geschaffen, das einen Überblick über den heutigen Stand der Technik und die Anwendung der elektrischen Energie für thermische Zwecke gibt. Wenngleich auch die Elektrowärme in Gießerei, Härterei und Maschinenbau behandelt wird, so ist doch der Hauptteil des Buches einer umfassenden Erläuterung der Primärerzeugung von Metallen und nichtmetallischen Stoffen und Gasen gewidmet. Verfasser und Herausgeber haben es geschickt verstanden, die Themen so darzustellen, daß der Leser einen Einblick in die metallurgischen, elektrotechnischen, baulichen und wirtschaftlichen Probleme erhält. Das Bildmaterial vervollständigt die Übersicht wesentlich durch Hinweise auf ausgeführte Anlagen.

Th. Rummel beschreibt auf 127 Seiten die Elektrothermie des Eisens und der Nichteisenmetalle, sowohl deren Primärgewinnung als auch die Umschmelz-, Veredlungs- und Wärmebehandlungsanwendungen. Als Beispiele der umfassenden Bearbeitung seien nur genannt: Elektrischer Roheisenofen, Berechnung von Induktionsöfen, Induktionshärten, Aluminiumherstellung, Entgasung beim Schmelzbetrieb, Molybdän-, Wolfram-, Titan-, Germanium-, Silizium-Verarbeitung. Verschiedene Fachleute befassen sich mit Sinterstoffen, Silizium-, Bor- und Kalziumkarbid, Ferro- und Kalziumsilizium, Kalkstickstoff, Phosphor, Elektrographit- und Elektrokorund, Quarzglas, Dielektrika und Gase.

Das Buch widmet sich ausführlich den elektrischen Öfen mit Betriebstemperaturen über 1500 °C und den damit zusammenhängenden Meßproblemen. Durch ein umfangreiches Literaturverzeichnis wird dem Leser Gelegenheit gegeben, sich in die ihn interessierenden Fragen genauer einzuarbeiten. *K. H. Brokmeier*

DK 621-52(08)

Automatik-Katalog 1960. Europa-Ausgabe. Mit 322 S., zahlr. B., Format 21 cm × 30 cm. Hrsg. *E. Gerecke* und *O. Schäfer.* Verlag Max Binkert GmbH, Frankfurt a. M. 1960. Preis kart. 9,50 DM.

Der Wunsch nach aktueller, praxisnaher, dabei aber wissenschaftlich systematischer Information auf dem Gebiete der Automatisierung kann nicht besser zum Ausdruck kommen als durch diesen Katalog, der in Zusammenarbeit mit zwei Forschern und Lehrern aus Zürich und Aachen entstanden ist. Sein Inhalt steht ganz im Zeichen der INTERKAMA 1960, er zeigt den heutigen Stand der Meß-, Rechen-, Steuer- und Regeltechnik in der Form des Nachschlagewerkes, und er dürfte als wertvolle Ergänzung zu dem geplanten wissenschaftlichen Berichtsband des INTERKAMA-Kongresses anzusehen sein.

Dem Katalogtext ist ein redaktioneller Teil (55 Seiten) mit Fachaufsätzen über aktuelle Themen vorgeschaltet. Der Katalog selbst ist in Bauelemente, Meß- und Registriergeräte, Regler und vollständige Anlagen gegliedert, er stützt sich auf Angaben aus der Industrie. Wenn auch eine Vollständigkeit auf diese Weise nur schwer erreichbar sein wird, so ergibt sich doch ein Querschnitt durch das gesamte Gebiet der Automatik.

Vervollständigt wird das Nachschlagewerk durch zwei Zusammenstellungen auf besonderem farbigem Papier, eine alphabetische firmenkundliche und eine tafelartige gerätetechnische mit Angabe der Bezugsquellen.

Beeinträchtigt wird das Nachschlagen durch zahlreiche eingestreute Anzeigen, die zweckmäßiger in einem Anzeigenteil zusammengefaßt werden sollten. *H. Bönnhoff*

DK 621.317.75

Lichtstrahl-Oszillographen. Von *W. Härtel* u. *J. Degenhart* u. *A. Kübler* u. *Chr. Sörensen* u. *J. Tröger*. Mit 462 S., zahlr. B. und Taf., Format 15,5 cm × 24 cm. Verlag R. Oldenbourg, München 1961. Preis Ganzln. 64,— DM.

Seit dem Erscheinen der letzten zusammenfassenden Darstellungen über Lichtstrahl-Oszillographen sind über 45 Jahre vergangen. Während dieser Zeit erfuhren die Schleifenschwinger wesentliche Verbesserungen; es entstanden die Spulenschwinger, und schließlich wurden die optischen Anordnungen mit den Lichtquellen und auch die Einrichtungen für den Papiertransport intensiv weiter entwickelt. Der Kreis der Verfasser bringt es mit sich, daß in dem Buch in erster Linie über die bei der Firma Siemens & Halske geleistete Arbeit bei sorgfältiger Beachtung der umfangreichen Literatur berichtet wird.

Von den physikalischen Grundlagen ausgehend, wird der Technik ein breiter Raum eingeräumt. Ein eigenes Kapitel ist der Aufnahmetechnik und der photographischen Technik sowie der Meßgenauigkeit gewidmet. Zehn ausführlich behandelte Anwendungsbeispiele und ein Anhang, in dem die Eigenschaften der Schwinger und Einzelheiten über die beschriebenen Oszillographen mitgeteilt werden, beschließen das Werk. So wendet sich das Buch einmal an Physiker und Ingenieure, die sich mit den Grundproblemen auseinandersetzen, und zum anderen an die mit Oszillographen experimentierenden Fachleute aus vorwiegend anderen Interessengebieten.

Die theoretische Behandlung der Eigenschaften von Schwingern mit einer linearen Differentialgleichung zweiter Ordnung ist so allgemein durchgeführt, daß ein in sich gut abgerundetes Bild entsteht und die Grenzen der verzerrungsfreien Aufzeichnung von Vorgängen deutlich heraustreten. Der günstigste Dämpfungsgrad liegt bei etwa 0,7. Um diesen Wert zu erreichen, werden in steigendem Maße Siliconöle verwendet. Wichtig werden gelegentlich Verfahren zum nachträglichen Entzerren der Oszillogramme, dem ein besonderer Abschnitt gewidmet ist. Die Eigenschaften der Aufzeichnungsoptik mit ihren Fehlern werden so sorgfältig diskutiert, daß die Überlegungen auch auf andere Registriereinrichtungen übertragbar sind. Bei der Behandlung der Schwärzung des Oszillogramms wäre wohl ein Wort zum Schwarzschild-Effekt am Platze gewesen, um den Übergang von der statisch bestimmten Schwärzung des Papierstreifens zu den bei den hier vorliegenden kurzen Belichtungszeiten zu gewinnen.

Zusammenfassend verdient das Buch eine sehr gute Beurteilung. Es stellt einen wertvollen Beitrag zu einem Kapitel der Meßtechnik dar, das seine Bedeutung auch im Zeitalter der Elektronenstrahl-Oszillographen behält. *H. Tischner*

DK 539.14

Kernphysik I. Von *P. Marmier*. Mit 331 S., zahlr. B. und Taf., Format 20,5 cm × 29,5 cm. Verlag des Vereins der Mathematiker und Physiker an der ETH Zürich 1960. Vertrieb: Akad. Buchgenossenschaft, Postfach Zürich 28, Schweiz. Preis Ganzln. 28,— sFrs.

Diese Autographie dürfte das Beste sein, was in deutscher Literatur auf diesem Gebiet bislang erschienen ist. Es handelt sich um eine stark erweiterte Niederschrift der Vorlesungen, die unseren Studenten als Leitfaden und den schon Fortgeschrittenen zur Weiterbildung dienen kann. Die Schrift führt von den experimentellen Grundtatsachen über die theoretische Behandlung bis zu den modernsten Problemen und Ergebnissen der Kernphysik und Kerntheorie.

Im einzelnen werden behandelt:

Die Grundbegriffe der Kernphysik (Ladung, Masse, Stabilität und Radius und Bindung der Kerne), Wirkungsquerschnitt, Wechselwirkung elektromagnetischer Strahlung mit Materie (Photoeffekt, Auger-Elektronen, Compton-Effekt, Paar-Erzeugung, Zerstrahlung), Wechselwirkung geladener Teilchen mit Materie (Wechselwirkungsprozeß, Bremsvermögen, Bremsstrahlung, Cerenkov-Strahlung), radioaktiver Zerfall (angeregte Kernniveaus, Zerfallstypen, Zerfallswahrscheinlichkeit, Halbwertszeit, Tochterelement, geologisches Alter), biologische Strahlenwirkungen und Strahlenschutz (Aktivität und Strahlungseinheiten, Strahlendosen und Toleranzdosen), α-Zerfall (Energie-Halbwertszeit-Beziehung, Potentialschwelle, Durchgang geladener Teilchen, Gamow-Formel), β- und γ-Spektroskopie (Zählrohr, Szintillationszähler, β- und γ-Spektrometer, Koinzidenzmessungen), Bahndrehimpuls, Spin und Parität (Kernquantenzahlen, Kernzustände, Drehimpuls, Spinorientierung, Parität, Isospin, Strangenes, magnetisches Moment), β-Zerfall (Zerfallstypen, β-Spektrum, Neutrino, Fermi-Zerfall, erlaubte und verbotene Übergänge, Elektroneneinfang, Auswahlregeln, Nichterhaltung der Parität, Neutrino- und Antineutrino, Invarianz bei Zeitumkehr, Mesonen-Zerfall), γ-Zerfall (Kernniveaus, Multipolordnung, elektromagnetische Multipolstrahlung, Auswahlregeln, Niveau-Schemas, Resonanzabsorption, Mössbauer-Effekt), innere Konversion, Kernkräfte, Mesonen (Jukawa-Theorie- π- und μ-Mesonen, Elementarteilchen).

Zahlreiche Ergänzungen im Anhang (relativistische Theorie Schwerpunktssystem, Wellengleichungen) und Tabellen erleichtern das Verständnis. *W. Hanle*

DK 538.632

The Hall effect and related phenomena. Von *E. H. Putley*. Mit 271 S., zahlr. B. und Taf., Format 13,5 cm × 22,5 cm. Verlag Butterworths, London 1960. Preis Ganzln. 50.— sh.

Das vorliegende Buch von *E. H. Putley* ist eine zusammenfassende Darstellung unseres derzeitigen Wissens über die Tranportvorgänge in homogenen Halbleitern. Nach einem kurzen Rückblick auf die älteren Elektronentheorien von *Drude* und *Lorentz* entwickelt der Verfasser die modernen, auf der Qantentheorie beruhenden Vorstellungen über den elektrischen Leitungsmechanismus in Halbleitern. Im Kapitel 2. folgt dann zunächst eine rein phänomenologische Beschreibung der elektrischen und thermischen Leitfähigkeit, sowie der galvanometrischen, thermoelektrischen und thermomagnetischen Effekte; dabei werden — durch zahlreiche Abbildungen unterstützt und viele nützliche Bemerkungen ergänzt — die verschiedenen Methoden zur Messung dieser Effekte behandelt. Erst im Kapitel 3. werden die Transportgleichungen in voller Allgemeinheit aufgestellt, und die sich aus ihnen ergebenden Konsequenzen, insbesondere für die gemischte Leitung, diskutiert. *Putley* wendet sich mit seinem Buch in erster Linie an den in der Forschung und Entwicklung stehenden Physiker. Der geschlossene, lehrbuchartige Charakter des Buches wird aber auch dem Studierenden, der bereits über einige Grundkenntnisse in der Festkörperphysik verfügt, den Zugang zu der nicht ganz leichten Materie eröffnen. *F. Kuhrt*

BUCHEINGÄNGE

Einführung in die Elektronik höherer Frequenzen. Von *H. H. Meinke*. Mit 280 S., 249 B., Format 15,5 cm × 23,5 cm. Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg 1961. Preis kart. 18.— DM.

Größen und Einheiten der Elektrizitätslehre. Von *J. Fischer*. Mit 130 S., 2 B., 18 Taf., Format 16 cm × 23,8 cm. Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg 1961. Preis Ganzln. 16,50 DM.

Grundgesetze der Wärmeübertragung. Von *H. Gröber* und *S. Erk*. Neu bearb. von *U. Grigull*. 2. verbesserter Neudruck. Mit 438 S., 190 B., 13 Taf., Format 16 cm × 24 cm. Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg 1961. Preis Ganzln. 37,50 DM.

Die Fernmessung I. Allgemeines und Verfahren für kürzere Entfernungen. Von *S. John*. 2. neubearb. und erw. Aufl. Mit 205 S., 90 B., Format 15 cm × 21,5 cm. Verlag G. Braun, Karlsruhe 1961. Preis Ganzln. 30,— DM.

Grundlagen der allgemeinen Elektrotechnik. Von *O. Mohr*. Sammlung Göschen. Bd. 196/196 a. 2. durchges. Aufl. Mit 260 S., 136 B., 14 Taf., Format 10,5 cm × 15,5 cm. Walter de Gruyter & Co., Berlin 1961. Preis brosch. 5,80 DM.

Stoßerscheinungen in elektrischen Maschinen. Von *B. Heller* und *A. Veverka*. Mit 464 S., 349 B., 26 Taf., Format 15 cm × 21 cm. VEB Verlag Technik, Berlin 1957. Preis Kunstleder 40,— DM.

Physik und Technik der Ultrarotstrahlung. Von *W. Brügel*, 2., wesentlich verb. und erw. Aufl. Mit 448 S., 255 B., 17 Taf., Format 14,5 cm × 22,5 cm. Curt R. Vincentz Verlag, Hannover 1961. Preis Ganzln. 48,— DM.

Das Pumpspeicherwerk Tanzmühle. Mit 325 S., 236 B., 19 Taf., Format 21,5 cm × 30,5 cm. Hrsg. Energieversorgung Ostbayern AG, Regensburg, Prüfeninger Str. 20. Selbstverlag. Selbstkostenpreis Ganzln. 40,— DM.

Folgende Aufsätze erschienen in der ETZ-B vom 4. September 1961

Heft 18

Sonderheft Beleuchtungstechnik

W. Jaedicke: Stand der Xenonlampentechnik in Deutschland.
W. Schilling: Glühlampen mit Jodzusatz.
H.-J. Kösel: Elektrolumineszenz-Lichtquellen.
C.-H. Ziesenіß: Transistor-Vorschaltgeräte für Leuchtstofflampen in Verkehrsmitteln.
R. Schleiß: Blendungsfreie Straßenbeleuchtung.
G. Spitzing: Glühlampen für Bildprojektoren.
H.-J. Witzig: Infrarot-Hellstrahlung.
F. Brockmann u. K. Eck: Die elektrische Installation und Beleuchtung in Krankenhäusern.

Abschuß des Heftes 31. August 1961

Schluß des Textteiles

Schriftleitung: Frankfurt a. M. S 10, Stresemannallee 21; Fernruf 60 341, Fernschreiber (Telex) 04–12 871.

Hauptschriftleiter: Dr.-Ing. *P. Jacottet* (für den redaktionellen Teil verantwortlich).

Schriftleiter: Dipl.-Ing. *F. Meske* und Dipl.-Ing. *K. Rangs*.

Zuschriften für die Schriftleitung nicht an eine persönliche Anschrift, sondern nur an: Schriftleitung der ETZ, Frankfurt a. M. S 10, Stresemannallee 21.

Verlag und Anzeigenverwaltung: VDE-Verlag GmbH, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, Fernruf 34 01 41, Fernschreiber (Telex) 01–84 083.

Anzeigenleitung: *Kurt Totzauer*.

Bezugspreis (halbjährlich zuzügl. Zustellgebühr) 24,— DM,
für VDE-Mitglieder - nur durch den VDE-Verlag - 16,— DM;
Ausgabe A und B zusammen 34,— DM,
für VDE-Mitglieder - nur durch den VDE-Verlag - 24,— DM.
Einzelpreis dieses Heftes 2,— DM.

Druck: Deutsche Zentraldruckerei AG, Berlin SW 61, Dessauer Straße 6/7.